

THESE

présentée
à la FACULTE DES SCIENCES DE PARIS

par
A. MEYER

pour l'obtention du titre
de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE PARIS

Mention : Sciences

Sujet de la 1^{ère} Thèse Etude, réalisation et exploitation d'équipements scientifiques destinés à la réception des émissions électromagnétiques naturelles de très basse fréquence et embarqués à bord de trois fusées Dragon tirées à Kerguelen en mars et avril 1968

Soutenue le 27 juin 1969 devant la commission d'examen.

MM VASSY	Président
DELLOUE	Examineur
GENDRIN	Examineur
QUETARD	Invité

T H E S E S

présentée s

à la FACULTE DES SCIENCES DE PARIS

par

A. MEYER

pour l'obtention du titre
de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE PARIS

Mention : Sciences

Sujet de la 1ère Thèse : Etude, réalisation et exploitation d'équipements scientifiques destinés à la réception des émissions électromagnétiques naturelles de très basse fréquence et embarqués à bord de trois fusées Dragon tirées à Kerguelen en mars et avril 1968.

Sujet de la 2ème Thèse : Techniques récentes de la mesure des champs magnétiques faibles.

Soutenue le 27 Juin 1969 devant la commission d'examen.

MM	VASSY	Président
	DELLOUE	Examineur
	GENDRIN	Examineur
	QUETARD	Invité



ETUDE, REALISATION ET EXPLOITATION D'EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES
DESTINES A LA RECEPTION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES NATURELLES
DE TRES BASSE FREQUENCE ET EMBARQUES A BORD DE TROIS FUSEES
DRAGON TIREES A KERGUELEN EN MARS ET AVRIL 1968

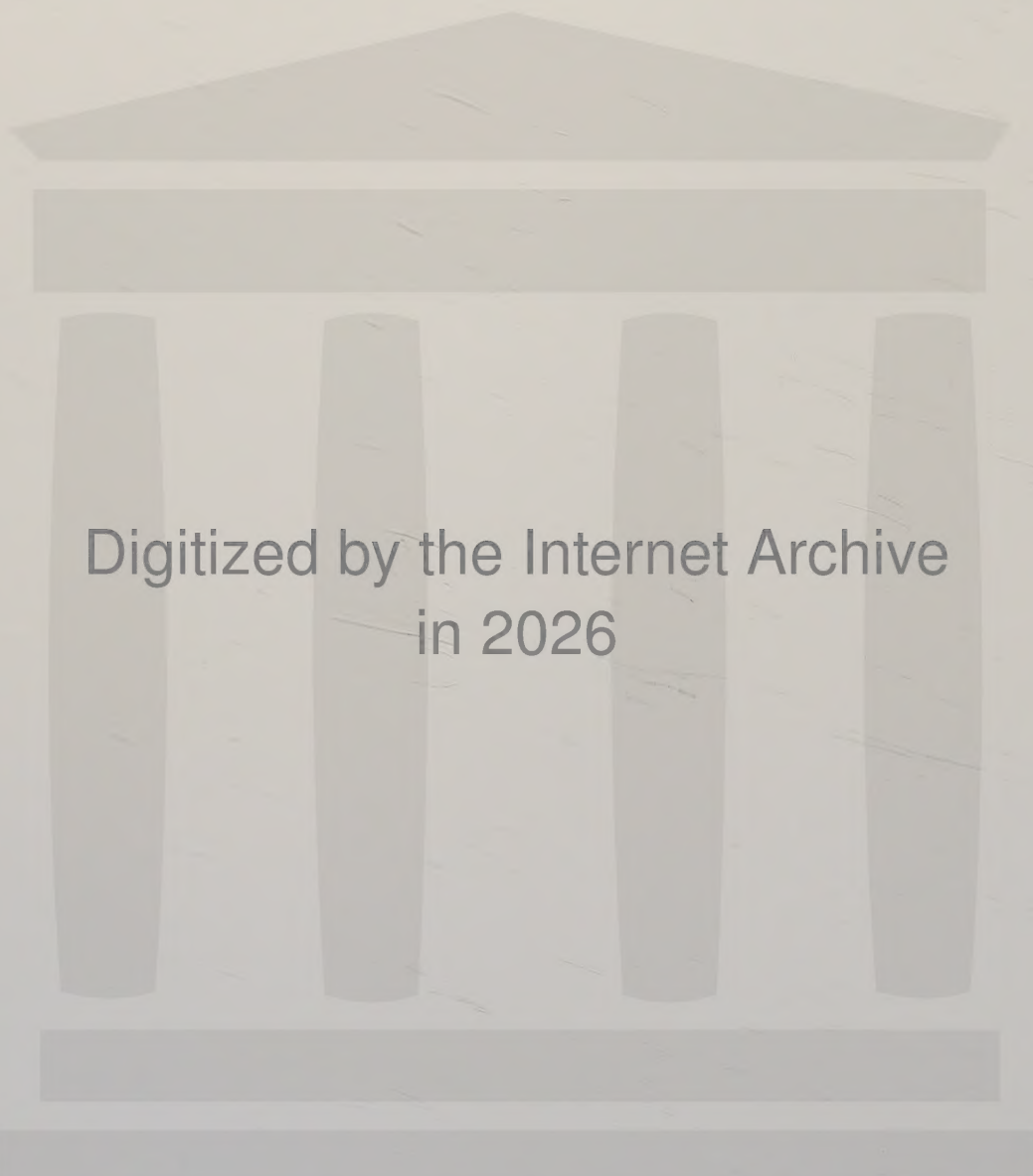
Thèse présentée à la Faculté des Sciences
de PARIS en vue de l'obtention du titre de
Docteur de l'Université de PARIS

Par

Alain MEYER

Juin 1969

A ma femme.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41551521_0012

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	1
I - OBJECTIFS SCIENTIFIQUES	3
1.1. - Capteur	3
1.2. - Traitement des informations à bord	4
1.3. - Contraintes	4
1.4. - Présentation du travail	5
II - ETUDE DES CIRCUITS	7
2.1. - Description de l'ensemble de mesure	7
2.2. - Antenne et préamplificateur	9
2.2.1. - Capteur	
2.2.1.1. - Généralités	
2.2.1.2. - Calcul de la sonde	
2.2.2. - Preamplificateur	
2.2.2.1. - Etage d'entrée	
2.2.2.2. - Etages amplificateurs	
2.3. - Amplificateur à gain commuté	17
2.3.1. - But	
2.3.2. - Principe de fonctionnement	
2.3.2.1. - Description sommaire	
2.3.2.2. - Description détaillée	
2.4. - Filtres et mesure de polarisation	28
2.4.1. - Filtres de bande	
2.4.2. - Mesures de polarisation	
2.4.2.1. - Description sommaire	
2.4.2.2. - Description détaillée	
2.5. - Intégrateurs de bruit	43
2.5.1. - But	
2.5.2. - Description de l'intégrateur	
2.6. - Ensemble logique	43
2.6.1. - But	
2.6.2. - Description sommaire	
2.6.3. - Description détaillée	
2.6.3.1. - Sous-ensemble LPB	
2.6.3.2. - Sous-ensemble LPA	

2.7. - Calibration interne	47
2.7.1. - But	
2.7.2. - Description sommaire	
2.7.3. - Description détaillée	
III - REALISATION PRATIQUE	53
3.1. - Constitution de la pointe scientifique	53
3.2. - Disposition de l'ensemble	53
3.3. - Structure	55
3.3.1. - Bâti	
3.3.2. - Revêtement cylindrique	
3.3.3. - Systèmes largables	
3.4. - Equipements de servitude	55
3.5. - Equipements scientifiques	61
3.5.1. - Réalisation de la sonde	
3.5.2. - Modules	
3.5.2.1. - Présentation	
3.5.2.2. - Tri des éléments	
3.6. - Essais d'ambiance	63
3.6.1. - Essais en température des équipements	
3.6.2. - Essais en vibration des équipements	
3.6.3. - Essais de qualification des modèles de vol	
IV - INTEGRATION TBF	67
4.1. - Généralités	67
4.2. - Câblage et blindage	68
4.3. - Cohabitation et proximité	68
4.3.1. - Essais de cohabitation	
- télémesure, chaîne TBF	
- convertisseur THT, chaîne TBF	
- commutateurs de télémesure, chaîne TBF	
4.3.2. - Essais de proximité	
4.4. - Calibration TBF externe	71
4.4.1. - Généralités, description de la base	
4.4.2. - Antennes de calibration	
4.4.3. - Configuration du champ obtenu	
4.4.4. - Susceptibilité des capteurs au champ électrique	
4.4.5. - Sensibilité magnétique de l'ensemble capteur TBF	
V - CAMPAGNE DE TIR	85
5.1. - Historique	85
5.2. - Moyens d'essais installés à Kerguelen	85
5.2.1. - Implantation	
5.2.2. - Prévision de tir	
5.3. - Mise au point finale	86
5.3.1. - But	
5.3.2. - Calibration TBF	
5.3.3. - Définition des sens de rotation du champ TBF	
Polarisation droite et gauche	
5.3.4. - Qualification des pointes de vol	

5.4. - Tirs	92
5.4.1. - Chronologie de tir	
5.4.2. - Test et essais généraux	
5.4.2.1. - But	
5.4.2.2. - Moyens de contrôle	
5.4.3. - Exécution des tirs	
5.4.3.2. - Date des tirs	
5.4.3.3. - Trajectoire	
5.4.4. - Modes d'enregistrement des paramètres scientifiques	
VI - DEPOUILLEMENT ET RESULTATS PRELIMINAIRES	97
6.1. - Moyens de dépouillement	97
6.2. - Méthode de dépouillement	97
6.3. - Généralités sur les résultats présentés	98
6.4. - Stabilité des mesures en cours de vol	98
6.4.1. - Stabilité des récepteurs	
6.4.2. - Dérive des intégrateurs de bruit	
6.4.3. - Dérive de la mesure de polarisation	
6.4.4. - Conclusion	
6.5. - Analyse des formes d'ondes	99
6.5.1. - Structure des phénomènes	
6.5.2. - Comparaison avec les signaux TBF détectés au sol	
6.5.3. - Décommutation de gain	
6.5.3.1. - But	
6.5.3.2. - Principe	
6.6. - Gain et bande passante des récepteurs TBF	105
6.6.1. - Gain	
6.6.1.1. - Gain en mV par mV des voies X	
6.6.1.2. - Gain en mV par mV des voies Y	
6.6.2. - Bande passante	
6.7. - Bruits intégrés	111
6.7.1. - Courbes d'étalonnage	
6.7.2. - Variation du bruit intégré au cours du temps	
6.7.3. - Estimation de l'amplitude des phénomènes discrets forts.	
6.8. - Polarisation	127
6.8.1. - Positionnement des antennes sur les trois engins ; sens de rotation de la phase	
6.8.2. - Courbes d'étalonnage	
6.8.3. - Résultats	
CONCLUSION	133
REFERENCES	135

INTRODUCTION

Nous avons eu la responsabilité technique d'une expérience de détection d'ondes de très basse fréquence (TBF) à bord de trois fusées qui furent tirées des îles Kerguelen en mars et avril 1968. Ce sont les résultats de ce travail que nous présentons ici.

Après avoir rapidement abordé dans la première partie la définition des critères techniques qui nous étaient imposés en fonction des objectifs scientifiques, nous décrivons (deuxième partie) la phase de conception et d'études des circuits, compte-tenu des impératifs de sensibilité et de bande passante.

La troisième partie sera consacrée à la réalisation pratique des circuits et aux essais particuliers qu'une expérience sur fusée impose, cependant que la quatrième partie traitera du problème délicat de l'intégration d'un détecteur de haute sensibilité dans un ensemble complexe d'électronique occupant un volume restreint.

Dans la cinquième partie, nous décrirons la campagne de tir proprement dite, avec les mesures de calibration finale qu'il a été nécessaire de faire avant chaque lancement.

Enfin, nous montrerons dans la dernière partie que le dépouillement nous a permis de fournir au scientifique les chiffres qu'il demandait et que les équipements réalisés ont effectivement permis d'obtenir.



I - OBJECTIFS SCIENTIFIQUES

Conçue en 1964, l'expérience qui porta au CNES le numéro FU.171 était destinée à détecter simultanément à bord d'une fusée, les ondes électromagnétiques naturelles de très basse fréquence (0.2 - 6 kHz) et les flux de particules énergétiques piégées ou précipitées dans l'ionosphère ; ceci afin de vérifier certaines théories relatives aux mécanismes d'interaction par lesquels ces ondes sont engendrées (GENDRIN, 1965) (GENDRIN et de la PORTE des VAUX, 1965). Nous avons eu la responsabilité de réaliser l'équipement TBF embarqué à bord de l'engin, d'en concevoir les circuits, d'en vérifier l'exécution par l'industrie, d'en contrôler le fonctionnement tant dans la phase préparatoire qu'au niveau de la qualification du tir ou du dépouillement. Ce sont ces différents points qui font l'objet du présent travail.

1.1. - Capteurs

Pour la partie TBF, le problème était de détecter, avec une sensibilité suffisante la composante magnétique des ondes TBF se propageant dans l'ionosphère.

On sait qu'à ces fréquences, les ondes qui se propagent dans le mode des "sifflements" sont polarisées circulairement à droite. Au-dessus de la gyrofréquence des protons (environ 600 Hz à 400 km), toutefois, les ondes peuvent également se propager dans le mode polarisé à gauche. Certaines théories faisant appel à la génération de bruit dans ce mode, il fut décidé d'inclure dans l'engin deux antennes orthogonales entre elles ainsi qu'à l'axe de la fusée*.

L'intensité des phénomènes attendus devait fixer la sensibilité des appareils, mais en 1965, peu de mesures dans l'espace avaient été effectuées, donnant une valeur certaine des bruits naturels, surtout pas pour les fréquences inférieures à 1 kHz. Par ailleurs, les estimations de l'absorption produite par l'ionosphère à ces fréquences variaient dans de grandes proportions d'un auteur à l'autre (VILAR - MESTRE, 1966). Ceci nous a conduit à prévoir une dynamique élevée pour les amplificateurs (80 dB). Au cours de la réalisation des appareils, une étude critique plus poussée (KARCZEWSKI et VIGNERON, 1967) permettait de définir un ordre de grandeur pour la sensibilité minimale de l'appareil. Celle-ci a été fixée à :

$$6 \cdot 10^{-5} \gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$$

*Une 3ème antenne aurait été utile pour déterminer avec précision la normale d'onde, mais celle-ci étant toujours voisine de la verticale aux altitudes qui nous intéressent, l'intensité la plus grande est observée dans un plan quasiment perpendiculaire à l'axe de l'engin. Par ailleurs, les besoins en télémessure seraient devenus prohibitifs ; c'est pourquoi deux antennes seulement ont été installées à bord de l'engin.

La réalisation d'antennes de petites dimensions associées à des récepteurs à faible bruit, et placées dans des conditions d'environnement et d'interférences draconiennes a été l'un des travaux les plus délicats de l'expérience. Néanmoins, il nous a été possible de réaliser des détecteurs possédant les caractéristiques suivantes :

- bande passante 8,0 kHz à 3 dB
- dynamique 76 dB
- sensibilité $0,12 \text{ m}\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$ à 0.3 kHz
 $0,066 \text{ m}\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$ entre 1 et 6 kHz

1.2. - Traitement des informations à bord

La télémesure mise à la disposition des scientifiques à bord de la pointe FU.171 étant par trop limitée (8,6 kHz de bande passante en 13 voies), il a été nécessaire de prévoir un traitement complexe de l'information à bord.

1/ La dynamique de la télémesure étant limitée à 30 dB et celle prévue pour les signaux étant de 80 dB, nous avons conçu un système à commutation de gain permettant d'adapter les deux dynamiques. Une logique empêche la commutation de gain d'opérer trop rapidement (sifflements intenses, éléments de chœur de l'aube) ce qui aurait rendu le dépouillement par trop complexe. L'information "numéro de canal de gain" est transmise sur une voie à bande passante étroite.

2/ Une seule des composantes devait être initialement transmise au sol*, en sorte que la mesure de polarisation a dû être effectuée à bord. Compte tenu des possibilités réelles de mesurer un déphasage entre deux composantes, il a fallu diviser la bande de fréquence en trois parties. Pour les deux premières (0.34 - 0.56 kHz ; 0.60 - 0.96 kHz) la polarisation peut en fait être droite ou gauche. Pour la troisième (1 - 2 kHz), elle ne peut être que droite, mais une ellipticité éventuelle pouvait ainsi être mise en évidence dans cette gamme de fréquence.

3/ Toujours compte tenu des possibilités restreintes de la télémesure, il n'était possible de transmettre l'information relative à la polarisation que dans une seule des bandes de fréquences**. C'est la raison pour laquelle une logique a été élaborée telle que la mesure de polarisation n'était transmise que dans la bande de fréquence dans laquelle le signal avait une intensité élevée.

4/ Ceci a amené à intégrer les bruits TBF dans chacune des bandes de fréquences (pour décider de la bande la plus intéressante) et à transmettre le signal correspondant sur une voie à faible bande passante. D'où les signaux de "bruits intégrés". Parallèlement, le "numéro de bande" dans laquelle la mesure de polarisation est effectuée est transmise au sol.

1.3. - Contraintes

La réalisation d'appareils assurant les fonctions précédemment définies ne constituait en soi qu'un travail de longue haleine, mais ne présentait pas a priori de difficultés majeures, sauf peut-être pour la réalisation d'antennes de bande passante large et de sensibilité élevée***. Toutefois, un certain nombre de contraintes ont considérablement compliqué notre tâche.

*En fait, la 2ème composante a pu être transmise partiellement (entre 0.2 et 1.2 kHz) à l'aide de la voie 18.

**Ultérieurement, il fut possible de transmettre, mais avec un temps de résolution beaucoup plus long, la mesure de polarisation dans les 3 bandes de fréquence, sur des voies commutées. L'information redondante ainsi obtenue a permis de vérifier le bon fonctionnement de la logique de polarisation.

- miniaturisation pour permettre l'intégration dans une pointe de diamètre réduit (30,5 cm) dont le poids devait être faible pour permettre d'atteindre des altitudes élevées ($h > 400$ km). Ce problème a été résolu grâce à la participation de la Compagnie des Signaux et Entreprises Electriques et n'a nécessité de notre part qu'un travail de contrôle et de coordination quelquefois délicat.

- résistance aux contraintes (température et vibration) qui nous a amené à réaliser de nombreux systèmes de compensation en température (pour garantir les caractéristiques des équipements dans des conditions relativement inconnues de fonctionnement), et à prévoir pour chaque partie de l'équipement ses fixations, enrobages, dispositions qui lui assurent une solidité mécanique compatible avec les vibrations éprouvées lors du lancement d'une fusée à poudre.

- cohabitation avec les autres équipements scientifiques ou les dispositifs de "servitude" (télémètre, commutateurs, convertisseurs, magnétomètres, structure). La sensibilité demandée devait en effet être obtenue dans les conditions réelles de fonctionnement. Cette sensibilité est à peine dix fois plus faible que celle que l'on sait réaliser dans la même bande de fréquence pour des récepteurs au sol. Ceux-ci sont en général des cadres d'une dizaine de mètres carrés de surface, que l'on installe dans des régions isolées, loin de tout générateur de parasites. Nous disposions pour nos deux antennes d'un volume total voisin de 15 litres. Au-dessus et au-dessous étaient disposés des équipements électroniques compliqués dans lesquels circulaient des courants à nature impulsive (relais, convertisseurs, commutateurs, circuits de remise à zéro des compteurs). L'émetteur travaillait avec une puissance de 4 W, alors que la sensibilité demandée correspondait à un flux de puissance

$$10^{-12} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$$

Ces contraintes ont vraiment été celles qui ont dominé l'ensemble de notre travail d'adaptation et nous ont conduits à adopter des compromis quelquefois préjudiciables aux autres expériences*.

- fiabilité des mesures. Il était en effet fondamental pour la réussite complète de l'expérience que l'on puisse accorder la confiance la plus totale aux mesures absolues obtenues en vol. C'est pourquoi nous nous sommes particulièrement attachés à mettre au point un système de calibration au sol au sujet duquel aucun doute ne pourrait être permis et à en vérifier les indications par plusieurs méthodes. Parallèlement un système de calibration en vol était prévu dont la remise en fonctionnement à la fin de la retombée de l'engin a permis de s'assurer que le gain des différentes chaînes n'avait pas bougé au cours des phases, propulsée ou balistique, du vol. Une attention spéciale a été portée au système de mesure de la polarisation, afin de s'assurer du sens et de la valeur du déphasage des deux composantes.

1.4. - Présentation du travail

Le travail que nous exposons par la suite est décomposé en plusieurs parties. Après avoir exposé la conception des différents circuits (Chapitre 2), nous décrivons leur réalisation pratique (chapitre 3). Les problèmes liés à l'intégration dans la pointe sont évoqués dans la quatrième partie et les opérations liées à la campagne de tirs elle-même sont présentées dans la cinquième partie. Le dépouillement et les résultats préliminaires font l'objet de la sixième partie, dans laquelle on s'attache à montrer que, jusqu'à la phase d'interprétation scientifique des données, les informations détectées à bord de l'engin et transmises au sol ont correspondu point par point, et pour les trois vols, aux caractéristiques techniques demandées par les expérimentateurs.

*C'est ainsi que l'on a été obligé de réduire la vitesse de rotation des commutateurs servant à la transmission des données relatives aux particules, augmentant ainsi le temps de résolution de ceux-ci de 0.1 à 0.4 sec. En revanche, ce changement nous

II - ETUDE DES CIRCUITS

2.1. - Description de l'ensemble de mesure T.B.F.

L'ensemble de réception et de mesures embarqué a pour rôle de capter et traiter les signaux des composantes magnétiques orthogonales X et Y des ondes électromagnétiques naturelles.

Les bandes de réception des deux composantes sont :

- 0,1 à 6,0 kHz à 1 dB pour la composante X
- 0,1 à 1,2 kHz à 1 dB pour la composante Y

La limitation de bande de la composante Y est due aux possibilités restreintes de la télémesure.

Le traitement à bord comprend :

- l'amplification des deux composantes avec l'adaptation de la dynamique de réception (80 dB) à celle de la télémesure (30 dB). Ces deux fonctions sont assurées au moyen des modules référenciés PADAL (Préamplificateur double linéaire) et AMP (Amplificateur).

- la mesure de polarisation de l'onde entre les composantes X et Y. La mesure est effectuée dans trois bandes de fréquences discrètes :

- 346 - 562 Hz
- 600 - 965 Hz
- 1010 - 1990 Hz à 3 dB

La dynamique de mesure est de 40 dB. Le seuil de mesure est situé à 20 dB au-dessus de la sensibilité des récepteurs. Les mesures de polarisation effectuées au sein des modules P01, 2 et 3 (Polarisation 1, 2 et 3) sont complé-mentairement analysées par un système logique.

- Trois mesures de bruits intégrés sont effectuées dans les mêmes bandes de fréquence que la mesure de polarisation. La dynamique de mesure est de 50 dB. Le seuil de mesure est situé à 10 dB au-dessus de la sensibilité des récepteurs.

- Une calibration automatique séquentielle est effectuée en cours de vol. Cette fonction est réalisée par le module CAPR (calibration programmée).

- Un système logique associé à la mesure de polarisation est destiné à s'assurer de la véracité des trois mesures effectuées afin de n'acheminer vers la voie continue de télémesure consacrée à la polarisation, qu'une seule d'entre elles.

Le système est composé de deux sous-ensembles appelés LPA et LPB, C ou D. (Logique de mesure de polarisation A, B, C ou D).

Les critères sur lesquels s'appuie le système logique sont définis au paragraphe 2.6.2.

La planche 1 donne le schéma synoptique de l'ensemble de mesure TBF

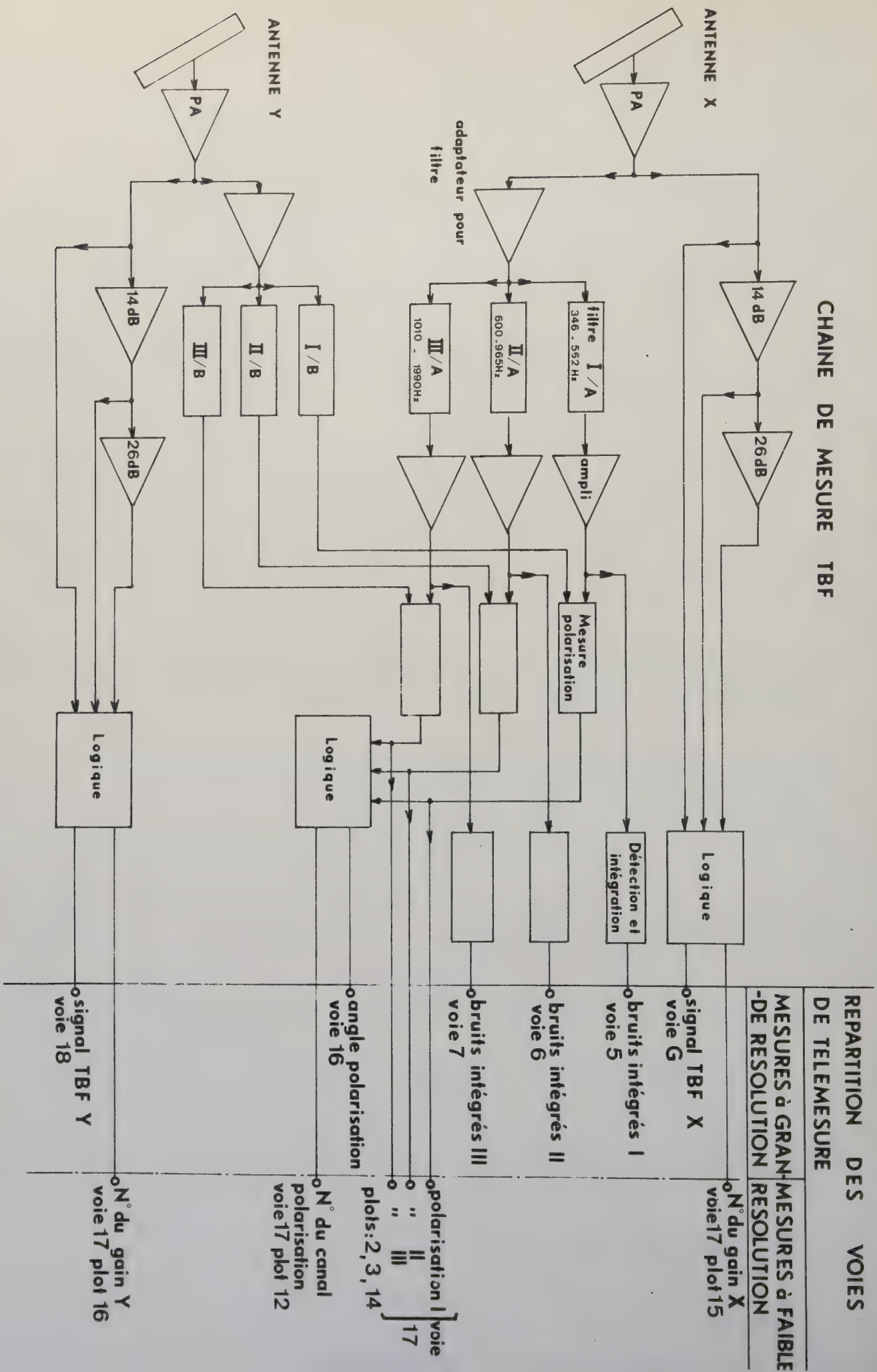


FIG:1

2.2. - Capteur et Préamplificateur

2.2.1. - Capteur

2.2.1.1. - Généralités

L'un des impératifs essentiels de l'expérience consistait dans la conception d'un ensemble capteur de petite dimension capable d'être embarqué dans une tête de fusée et dont la sensibilité devait être voisine de celle des antennes cadres TBF utilisées dans de récentes expériences effectuées en fusées et satellites (INJUN 3 et FR 1).

La solution retenue a résidé dans la conception d'une antenne à noyau ferro-magnétique dont le coefficient de perméabilité est le plus élevé possible dans la gamme de fréquence considérée.

Seule l'utilisation de tel matériau permet d'obtenir sous un faible encombrement (25 cm de longueur était le maximum admissible) :

- une sensibilité élevée aux basses fréquences
- une tension induite élevée par suite de la haute impédance du capteur (sans utilisation de transformateur dont le poids est prohibitif si l'on veut obtenir un bon rendement aux basses fréquences)

Le capteur est constitué par un solénoïde bobiné sur un noyau de matériau ferro-magnétique (ferrite).

Lorsque le solénoïde est soumis à un champ magnétique H, la force électromotrice qui apparaît à ses bornes est donnée par l'expression :

$$e = \frac{d\phi}{dt}$$

$$(2.1.) \quad e = 2 \pi F \mu_0 \mu_{\text{eff}} N.S.H.$$

Le facteur $\mu_{\text{eff}} N.S.$ est une constante de la sonde que l'on exprime dans un système d'unités pratiques : $\mu V. \gamma^{-1} Hz^{-1}$.

Le terme μ_{eff} appelé perméabilité effective de la sonde dépend :

- du matériau magnétique utilisé
- de la géométrie du noyau

Le constructeur définit la perméabilité initiale μ_r pour un barreau infiniment long, ce qui n'est évidemment pas le cas pour une sonde de longueur limitée. Dans ce cas μ_{eff} est donné par l'expression :

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu_r}{1 + \mu_r D}$$

où D est un facteur démagnétisant fonction de la géométrie du noyau et donné par l'expression :

$$D = \frac{1}{K^2 - 1} \left[\frac{K}{\sqrt{K^2 - 1}} \log [K + \sqrt{K^2 - 1}] - 1 \right]$$

$$K = \frac{\text{Longueur du barreau}}{\text{diamètre}} = \frac{a}{b}$$

pour un ellipsoïde allongé.

REPONSE DES SONDES Nos 1, 5 et 6

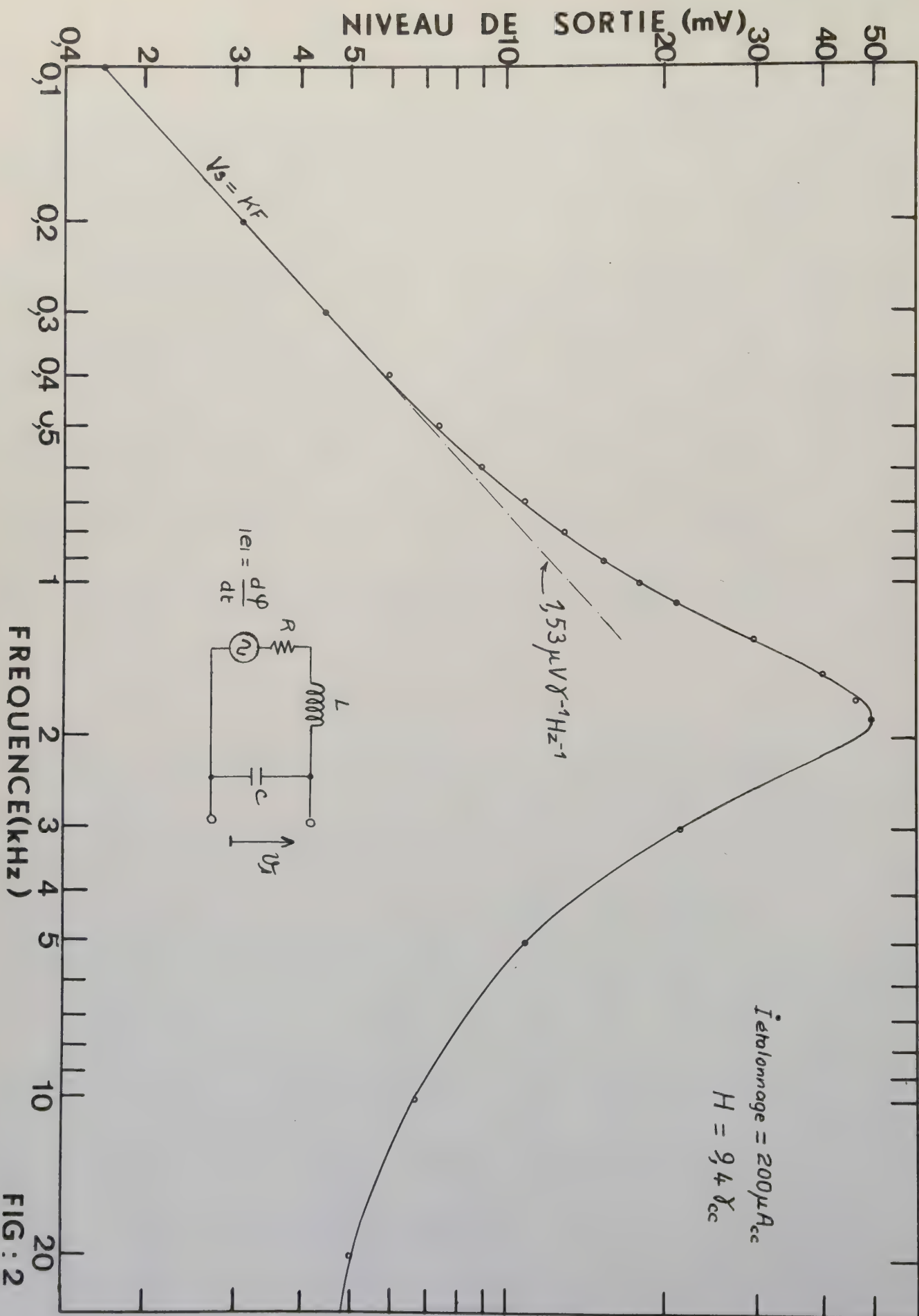


FIG : 2

Il n'existe pas de formule simple dans le cas d'un barreau cylindrique, mais il est possible de trouver des abaques donnant D en fonction de a/b (BOZORTH, 1964).

Dans notre cas précis, pour :

une longueur	a = 25 cm
un diamètre	b = 16 mm
et une ferrite de	$\mu_r = 1700$

on trouve

$$\mu_{eff} = 85$$

2.2.1.2. - Calcul de la sonde

Le calcul suivant, de la sonde, s'appuie sur une étude théorique effectuée par VILAR-MESTRE en 1966 dans le cadre d'une thèse de doctorat.

a) Constante $K = \mu_o \mu_{eff} N.S.$

Si $\bar{e}$ est la densité spectrale de bruit de l'amplificateur (en $\mu V.H_z^{-1/2}$), que $S(f)$ (en $\mu V.\gamma^{-1}$) est la réponse de la sonde dans la bande choisie ΔF et B est l'amplitude du champ détectable escompté (en γ), la sensibilité du capteur définie comme étant celle correspondant à un rapport signal à bruit égal à 1, est donnée par la relation :

$$\bar{e}\sqrt{\Delta F} = \frac{1}{\Delta F} \int_{\Delta F} B.S.(f) df$$

Si l'on considère, pour simplifier l'intégration (VILAR-MESTRE, 1966) que la courbe de réponse de l'antenne est une réponse doublement linéaire de pentes K et -K (voir fig. 2) telle que :

$$\begin{aligned} S_1(f) &= KF & 0 \leq f \leq F_o \\ S_2(f) &= KF_o - K(f - F_o) & f \geq F_o \end{aligned}$$

la relation devient :

$$\bar{e}\sqrt{\Delta F} = \frac{1}{\Delta F} \left[\int_{f_{\min}}^{F_o} B.K(f) df + \int_{F_o}^{f_{\max}} B[K(f_o) - K(f - F_o)] df \right]$$

Etant donné, que la sensibilité spectrale escomptée est de $6,5 \cdot 10^{-5} \gamma Hz^{-1/2}$ ce qui correspond à un champ de $4,5 \cdot 10^{-3} \gamma$ dans toute la bande de fréquence et que, la Fem de bruit à l'entrée d'un préamplificateur à transistor à effet de champ est en moyenne de $5 \cdot 10^{-2} \mu V Hz^{-1/2}$, nous pouvons en déduire la constante K

$$5 \cdot 10^{-2} \sqrt{\Delta F} = \frac{1}{\Delta F} \left[\int_{F_{\min}}^{F_o} 4,5 \cdot 10^{-3} K.F df + \int_{F_o}^{Em} 4,5 \cdot 10^{-3} [KF_o - K(f - F_o)] df \right]$$

La bande de mesure étant de 5 000 Hz et la fréquence de résonance du capteur située vers 2 000 Hz, nous en tirons une valeur de K voisine de :

(2.2)

$$K = 1,1 \mu V \gamma^{-1} Hz^{-1}$$

PRÉAMPLIFICATEUR DE CAPTEUR

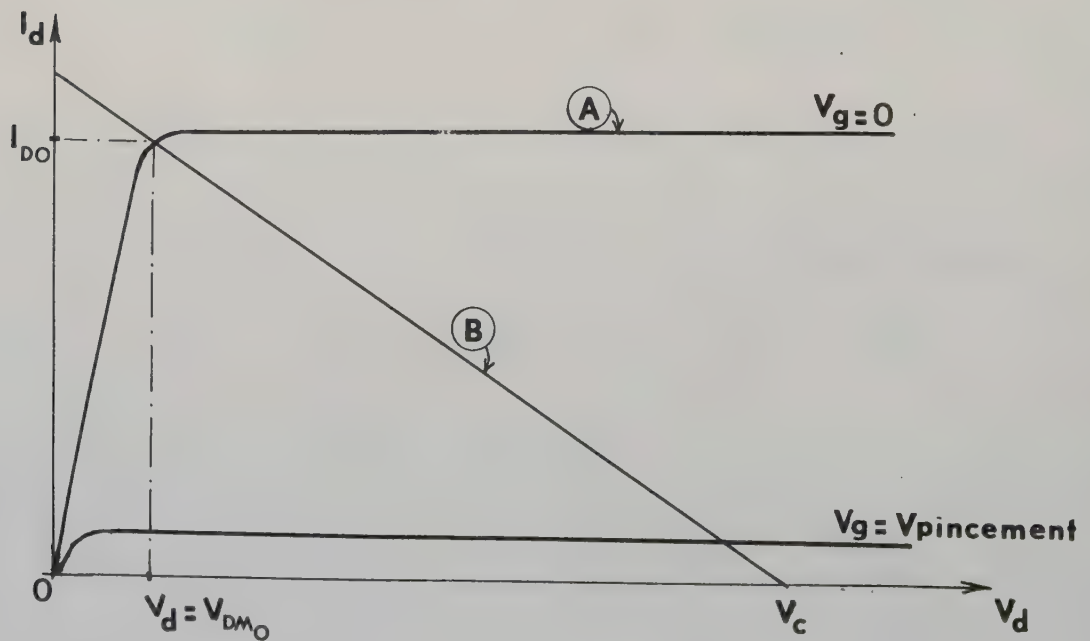
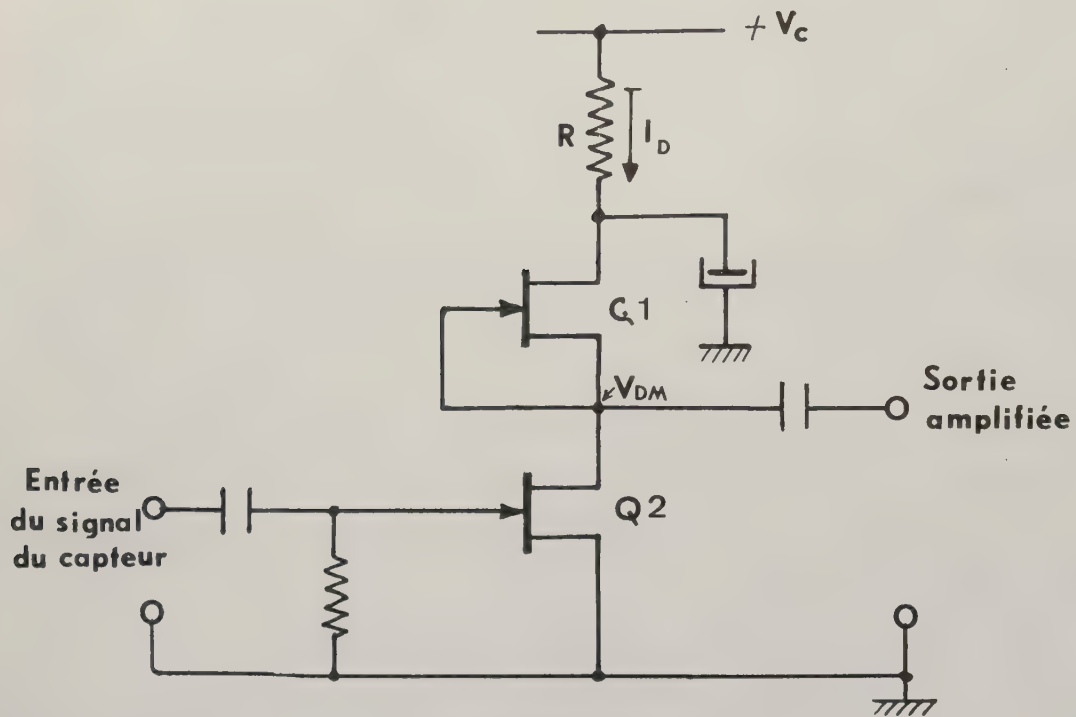


FIG: 3

b) Nombre de spires N :

L'application des relations (2.1) et (2.2) permet de calculer le nombre théorique de spires de la sonde pour $F = 1 \text{ Hz}$, $\mu_0 H_0 = 1\gamma$ ($1\gamma = 10^{-9}\text{T}$) soit :

$$N = 7\,850 \text{ tours}$$

En réalité, l'augmentation du bruit aux basses fréquences du transistor à effet de champ placé à l'entrée du préamplificateur, ainsi que le mode de bobinage multicouche qui éloigne trop du noyau les derniers enroulements, nous ont amenés à augmenter volontairement le nombre de spires et à le porter à $M = 12\,000$. De ce fait, la constante K devrait devenir voisine de : $1,68 \mu\text{V } \gamma^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$. La figure 2 donne la courbe de réponse du capteur qui n'est autre que celle d'un circuit résonant RLC soumis à la fem :

$$e = \frac{d\phi}{dt}$$

Les grandeurs électriques de la sonde sont les suivantes :

$$\begin{aligned} L &= 20 \text{ à } 22 \text{ H} \\ R &= 700 \Omega \\ C_{\text{répartie}} &= 500 \text{ p F} \\ F_0 &\simeq 1800 \text{ Hz} \\ L_{\text{CR}} &= 3,4 \text{ mH} \end{aligned}$$

La pente à l'origine mesurée, K, est généralement comprise entre 1,2 et $1,5 \mu\text{V} \cdot \gamma^{-1} \text{Hz}^{-1}$, ce qui montre que les pertes produites par l'éloignement entre le noyau et le bobinage sont en fait importantes.

2.2.2. - Préamplificateur

2.2.2.1. - Etage d'entrée

Compte tenu de l'impédance élevée de la sonde à la résonance, le préamplificateur d'entrée doit avoir une impédance d'entrée également très élevée.

L'utilisation de transistors à effet de champ permet d'obtenir cette caractéristique. Ceux-ci présentent entre autre l'avantage d'être peu bruyants.

Le montage adopté dont le principe est donné par la figure 3, comporte deux transistors à effet de champ 2N3460 (Q_1 et Q_2) appareillés en pente, tension de pincement et courant de saturation.

Le transistor Q_2 joue le rôle de résistance de charge de Q_1 . On a tracé sur la figure 3, la droite de charge de Q_1 qui correspond à la résistance de charge statique créé par Q_2 .

La tension porte-émetteur (gate-source) de Q_2 étant nulle, le courant de fonctionnement de I_D est égal au courant de saturation de Q_2 . De même, le transistor Q_1 travaille dans les mêmes conditions.

Si Q_1 et Q_2 sont appareillés, ils fonctionnent avec le même courant et ont la même dérive en température ; le point de fonctionnement se trouve ainsi stabilisé.

La résistance R ajuste le point de fonctionnement à sa valeur correcte
 $V_{\text{DMO}} = V_{\text{pincement}}$

Facteur de bruit du préamplificateur

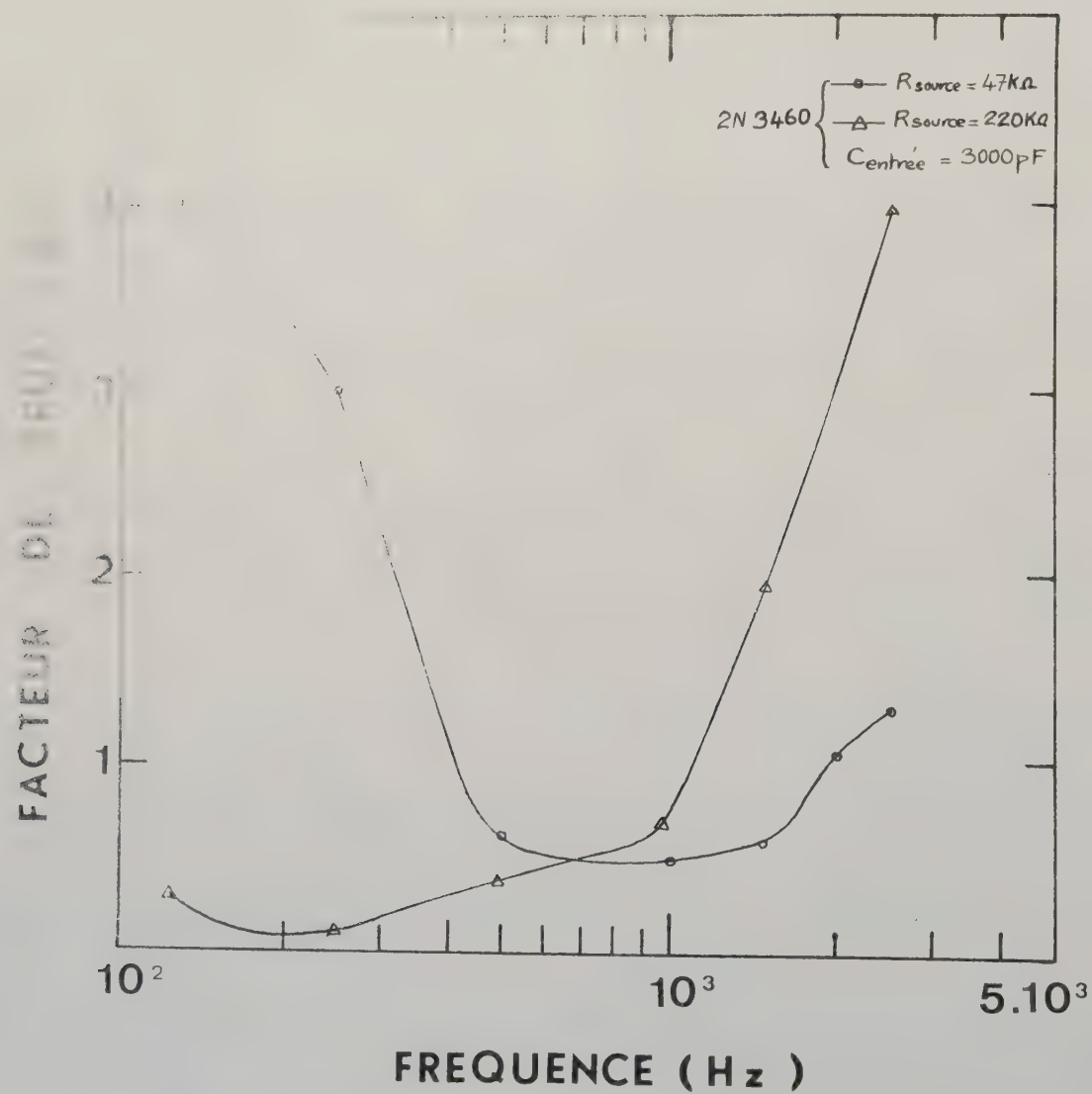


FIG:4

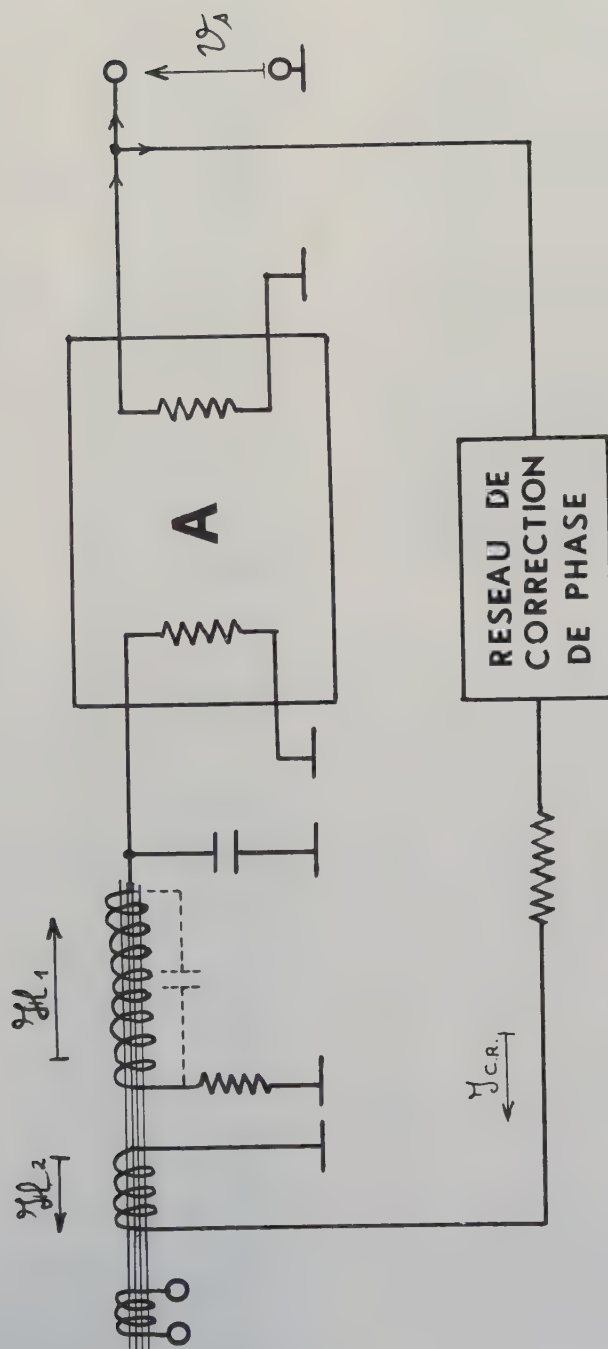


FIG: 5

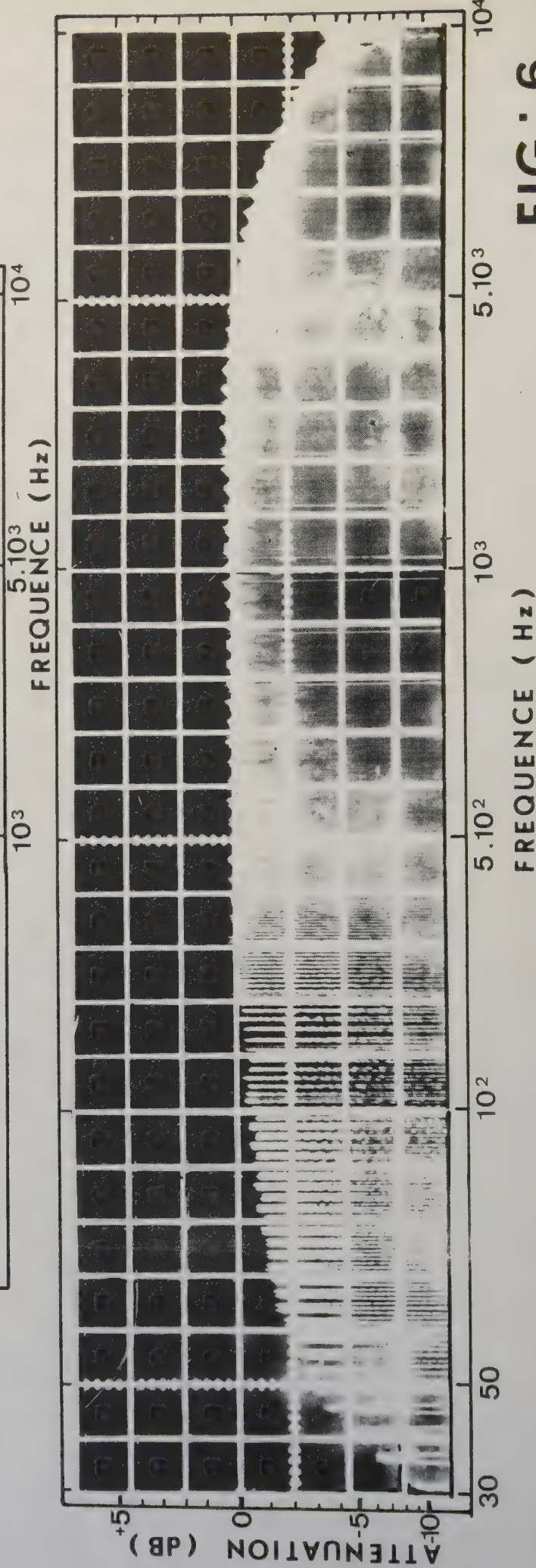
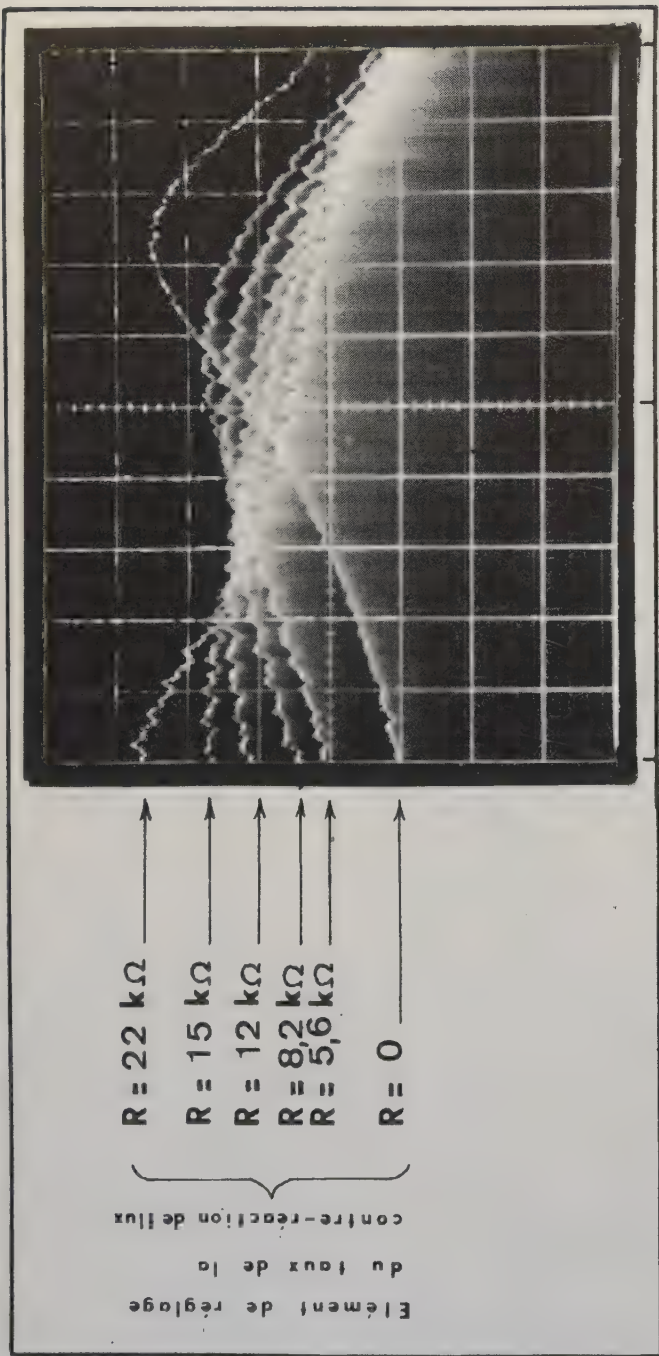


FIG: 6

Les caractéristiques du préamplificateur sont les suivantes :

Impédance d'entrée	:	100 M Ω
Impédance de sortie	:	40 k Ω
Gain ($g_m R_L$)	:	88 soit 38,9 dB
Facteur de bruit	:	0,7 dB à 1 000 Hz, avec R source = 220 k Ω

L'étude du facteur de bruit du montage utilisé a permis de tracer les courbes représentées sur la figure 4.

2.2.2.2. - Etages amplificateurs

Le schéma de principe de l'amplificateur complet est représenté figure 5.

L'amplification comprend une contre-réaction de flux destinée à élargir la bande passante du récepteur.

Un réseau d'avance de phase interposé dans le circuit de contre-réaction permet d'amortir la réponse due au pôle de la fonction de transfert situé aux environs de 7 000 Hz, suivant une méthode déjà appliquée à des circuits de plus basse fréquence (STEFANT, 1963).

L'obtention de la courbe de réponse désirée s'effectue en plusieurs phases, qui sont :

- l'ajustage de la fréquence de pôle en boucle ouverte de l'ensemble sonde plus préamplificateur. Ce réglage est effectué au moyen d'une capacité d'entrée placée en parallèle sur l'enroulement capteur de la sonde.

- le réglage du taux de contre-réaction de manière à obtenir la bande passante désirée.

- l'ajustage du circuit d'avance de phase pour amortir la résonance due au pôle.

- l'ajustage du gain de chaîne à sa valeur fixée : 0,294 mV/mV.

Ces opérations de réglages sont effectuées en créant un flux TBF de niveau et de fréquence connus au moyen de l'enroulement d'étalonnage préalablement calibré comme nous le verrons au 2°/ du paragraphe 4.4.3.

La méthode adoptée pour effectuer les deux premiers réglages est photographique. Elle permet d'obtenir immédiatement la valeur des paramètres de réglage. Les clichés reproduits sur la planche 6, montrent immédiatement la valeur adéquate de l'élément de réglage donnant la courbe de réponse désirée.

La planche 6 représente la courbe de réponse du récepteur obtenue en laboratoire.

2.3. - Amplificateur à commutation de gain

2.3.1. - But

Chaque préamplificateur d'antenne est suivi d'un amplificateur à commutation de gain, dont le rôle est d'adapter la dynamique de réception de 80 dB à celle des modulateurs de télémétrie (30 dB). Trois amplificateurs de 30 dB de dynamique suffisent à remplir ce rôle.

Seul un système à amplificateurs commutés peut permettre d'obtenir des déphasages relatifs pratiquement nuls (à kH près) entre les signaux de sortie des voies X et Y. (Conditions indispensables pour éventuellement restituer au sol le

D'autre part, un tel système présente par rapport aux systèmes à compression de gain, logarithmique ou non, deux autres avantages qui sont :

- la linéarité de la fonction de transfert sortie/entrée dans toute la gamme de fonctionnement ;
- la stabilité en température.

2.3.2. - Principe de fonctionnement

L'ensemble se compose d'un double séparateur d'entrée, de deux amplificateurs de gains 26 et 14 dB, et d'un système logique de commutation à triggers et portes analogiques associés.

La valeur du gain de chaque amplificateur tient compte :

- de la dynamique de fonctionnement de la chaîne de télémessure (30 dB sous 2 V. crête à crête max.).
- de la fonction de transfert du préamplificateur : 0,294 mV/mV.
- du signal minimal devant être amplifié.

Afin de ne pas se situer en limite de possibilité de la télémessure, nous avons réduit les plages de commutation à 26 dB au lieu de 30 dès que cela était possible (notamment pour la commutation médiane). Les plages de fonctionnement des amplificateurs sont donc limitées à $2 V_{cc} \text{ MAX}$ et $0,1 V_{cc} \text{ MIN}$ (au lieu de $2 V_{cc} \text{ MAX}$ et $0,063 V_{cc} \text{ MIN}$).

Le signal minimal à bande étroite détectable devant être de $2 mV_{cc}$ (soit 0,58 mV à l'entrée de l'amplificateur), cela nous fixe le gain global de l'amplificateur lorsque toute la chaîne d'amplification est en service, soit :

$$\frac{0,58}{0,063} = 92 \text{ soit } 39,28 \text{ dB}$$

que nous porterons à 100 soit 40 dB.

Le signal MAX de cette gamme correspond à un signal d'entrée de :

$$\frac{2 V}{100} = 0,020 V_{cc} \text{ (soit } 67 mV_{cc} \text{)}$$

La commutation doit s'effectuer pour ce niveau et être telle que l'amplitude du signal commuté devienne égal à $0,1 V_{cc}$.

Le gain de l'amplificateur est donc de :

$$\frac{0,1}{0,020} = 5 \text{ soit } 14 \text{ dB}$$

Le signal MAX de cette gamme correspond à un niveau d'entrée de :

$$\frac{2 V}{5} = 0,4 V_{cc} \text{ soit } 1,34 V_{cc}$$

La dernière commutation correspond à la sortie directe du préamplificateur.

La dynamique de cette gamme va donc de :

$0,4 V_{cc}$ en sortie du préamplificateur, soit $1,34 V_{cc}$ à $2 V_{cc}$ soit $6,7 V_{cc}$.

La chaîne d'amplification comporte donc deux amplificateurs de gain global 40 dB dont l'un possède un gain de 14 dB, ce qui entraîne un gain de 26 dB pour l'autre.

COMMUTATIONS DE GAIN

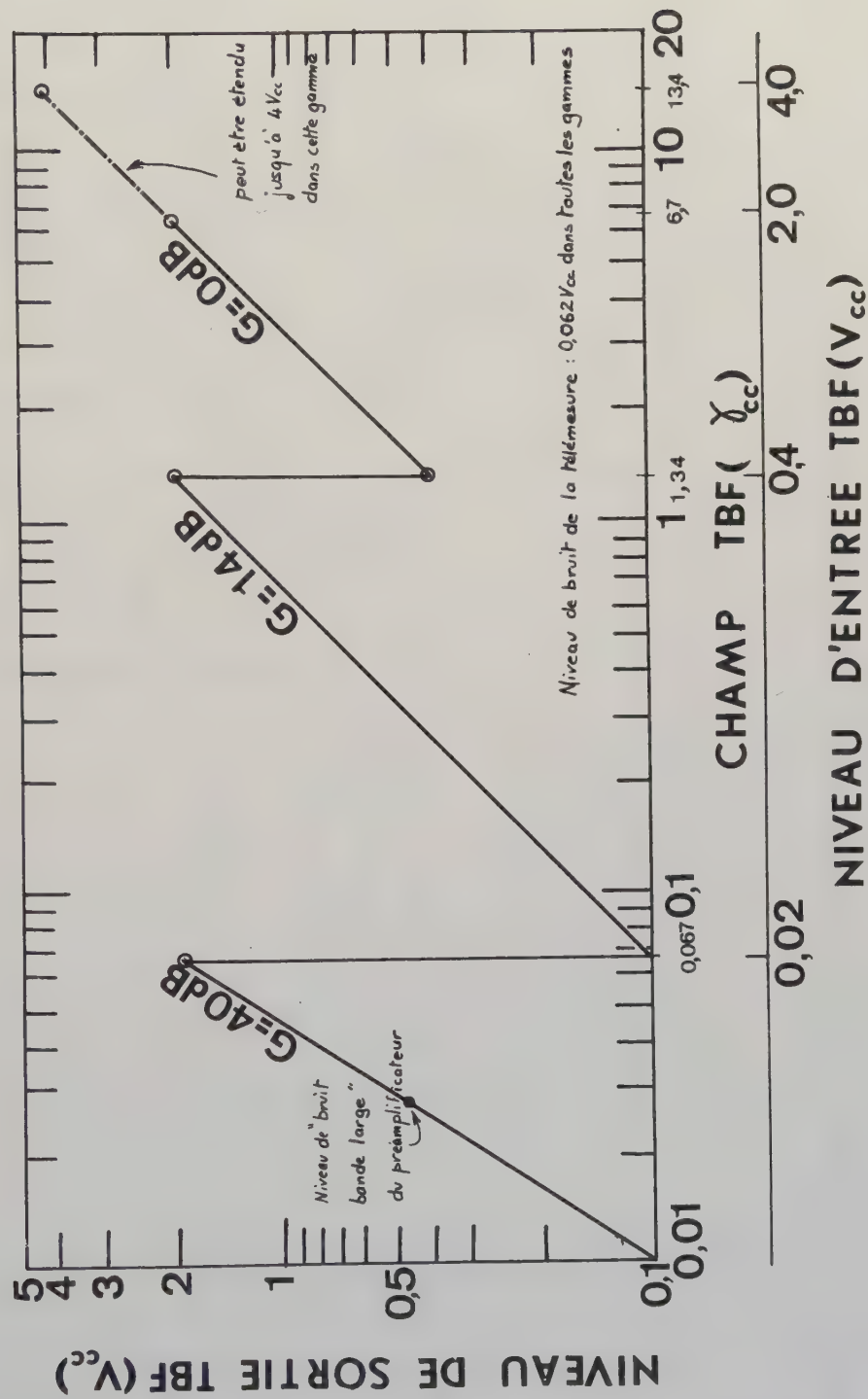


FIG: 7

Amplificateur à commutation de gain (AMP)

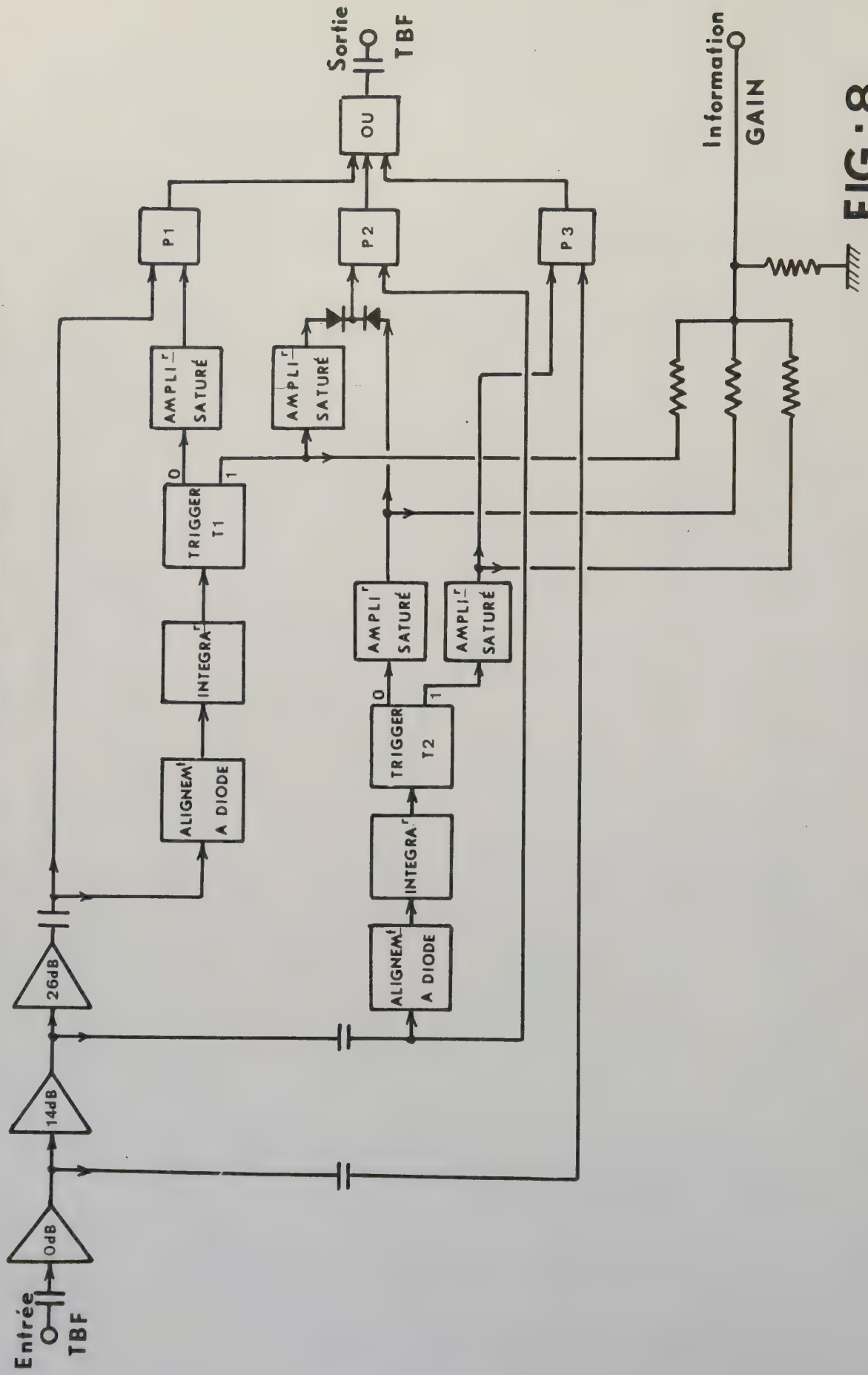
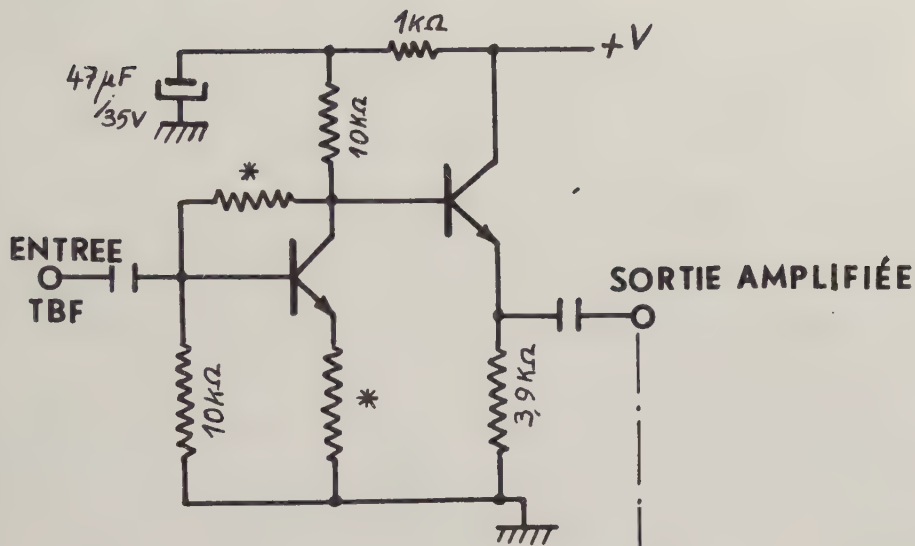


FIG: 8

a. Amplificateur



* éléments ajustables.

b. Porte analogique

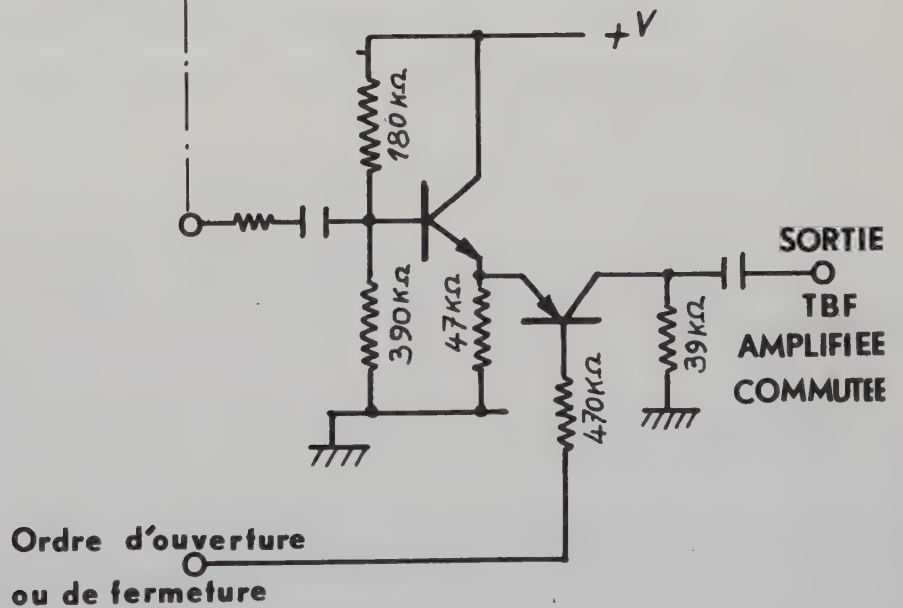
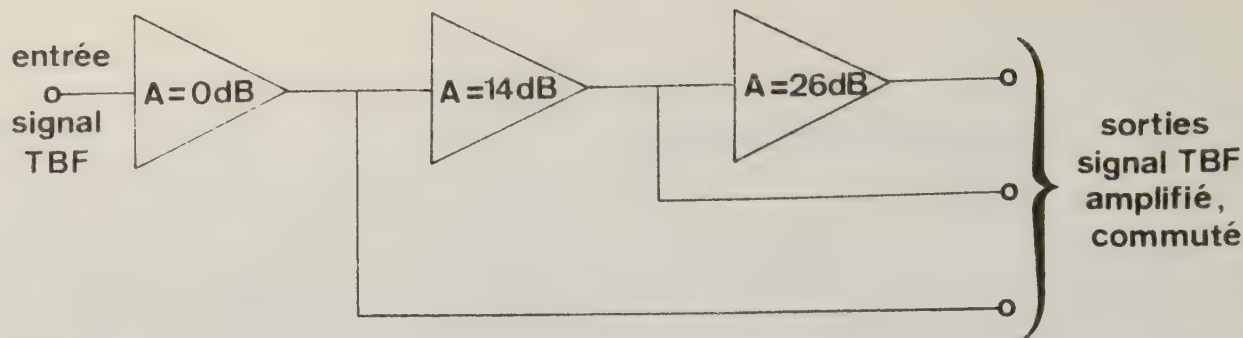


FIG: 9



Le schéma de commutation est représenté figure 7.

Il est donné pour un gain nominal de 0.294 mV/m .

Nous devons nous reporter au paragraphe 6.5.1. pour le calcul relatif à chaque vol.

Les phénomènes TBF espérés ayant des niveaux moyens de 60 mV_{cc} et maximales de 300 mV_{cc}, nous voyons que le système est bien adapté aux besoins. Nous nous situons, dans les deux cas, dans la plage de fonctionnement médiane.

2.3.2.1. - Description sommaire

Le schéma synoptique de l'amplificateur à gain commuté est représenté sur la figure 8. Les signaux de sortie du séparateur d'entrée et des amplificateurs A₁ et A₂ sont simultanément envoyés sur trois portes analogiques P₁, P₂ et P₃ dont les ouvertures ou fermetures sont commandées par les triggers de SCHMITT, eux-mêmes déclenchés par les signaux TBF préalablement alignés et intégrés.

Dès que les signaux TBF de sortie des amplificateurs A₁ et A₂ atteignent le niveau de saturation de 2 V crête à crête, ils déclenchent le basculement du trigger associé à leur sortie.

Le basculement des triggers assure alors l'ouverture de la porte analogique adéquate au moyen d'une logique simple, à diodes.

De ce fait, le niveau de sortie du module demeure automatiquement limité à 2 V crête à crête au maximum quelque soit le niveau d'entrée dans la dynamique de réception.

L'indication de l'état dans lequel se trouve le système de commutation est connu à tout moment au moyen d'un signal de sortie distinct appelé "information-gain".

La constante de temps de changement de gain est de 0,5 sec. afin de s'affranchir des commutations intempestives que pourraient provoquer des phénomènes de grandes amplitudes et de faible durée tels que les éclairs. En fait, cette constante de temps s'est avérée trop courte, et il eut été préférable de concevoir un système de blocage de la logique pendant un certain temps (de l'ordre de 1 à 2 sec) après chaque commutation de gain.

2.3.2.2. - Description détaillée (Figure 9/a)

- amplificateurs :

Ils sont d'un type classique à deux transistors :

- un transistor amplificateur

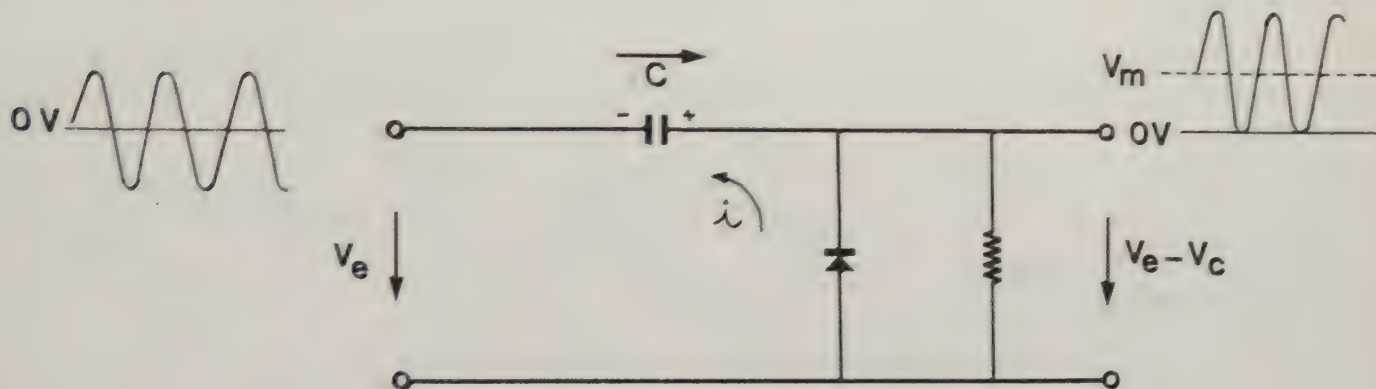
La stabilité en gain et en température est assurée au moyen de deux contre-réactions.

- une contre-réaction collecteur-base
- une contre-réaction d'émetteur

- alignement à diode :

Le seuil de déclenchement des triggers étant de 0,8 V en moyenne, il n'est possible d'obtenir un tel niveau moyen de déclenchement avec une basse fréquence de 2 V crête à crête qu'en alignant à zéro la basse fréquence et en l'intégrant. D'où la nécessité des systèmes d'alignement associés aux triggers de logique.

- Rappel du principe de l'alignement à diode



Durant les demi-périodes positives du signal d'entrée la diode D est bloquée.

Durant les demi-périodes négatives, elle est conductrice.

Dès l'application du signal V_e , la diode conduit durant les demi-alternances négatives et charge la capacité C avec les polarités indiquées.

Aussi longtemps que la diode débite, la capacité C se charge jusqu'à atteindre l'état d'équilibre

$$V_C = V_e$$

La diode ne débite plus. Cet état est atteint très rapidement, car la constante de temps de charge est faible, compte tenu de la faible résistance de la diode en direct. Le résultat est que la tension de sortie n'est jamais négative ; elle atteint tout au plus la valeur zéro pour les crêtes négatives du signal d'entrée.

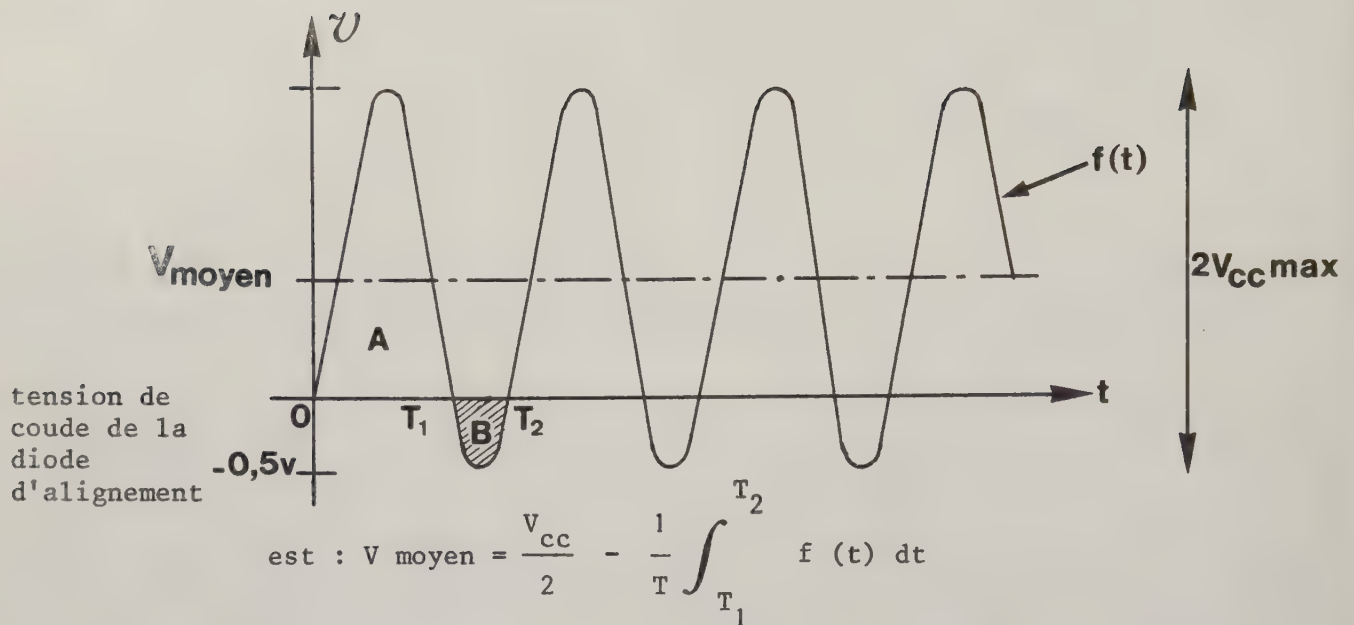
Cela revient donc, à la sortie du montage, à aligner à zéro les crêtes négatives du signal d'entrée, c'est-à-dire, à restituer la composante continue V_m suffisante alors pour le déclenchement des triggers.

La résistance R est destinée à refermer le circuit, sa valeur doit être grande pour ne pas trop perturber le fonctionnement.

La présence de cette résistance ainsi que la tension de coude de la diode, font que le signal ne s'aligne pas exactement sur le zéro, mais légèrement en-dessous.

Les diodes d'alignement ont été remplacées par des transistors jonctions au germanium (2N526) montés en diodes émetteur-collecteur (base et collecteur court-circuités). La tension de coude de ce type de montage diode n'est pas supérieure à 0,5 V, avec un temps de commutation rapide.

La valeur moyenne d'un signal basse fréquence tel que celui repré-



Soit dans notre cas :

$$V_{moyen} \simeq 1,0 - 0,12 = 0,88 \text{ Volt}$$

En pratique les déclenchements s'effectuaient entre $1,8 V_{cc}$ et $2,2 V_{cc}$, suivant les caractéristiques des diodes et la résolution des potentiomètres de réglage.

- Triggers

Les états stables des triggers T_1 et T_2 ne suffisant pas à ouvrir ou fermer correctement les portes P_1 , P_2 et P_3 , nous leur avons adjoint des amplificateurs à saturation.

- Portes analogiques (figure 9/b)

D'une conception originale, les portes analogiques utilisées ont l'avantage d'être très linéaires, d'avoir un fonctionnement sûr et des domaines d'application aussi bien en alternatif qu'en continu.

Ces portes sont constituées par un transistor NPN (T_1) monté en émetteur follower et un transistor PNP (T_2) jouant le rôle d'interrupteur. La tension de blocage de T_2 doit être au moins égale au point de fonctionnement continue d'émetteur de T_1 augmentée de la demi-amplitude crête à crête maximale du signal basse fréquence (V_{oc}) pouvant arriver sur la base de T_1 . Notons pour le calcul que, la valeur maximale que peuvent voir les portes analogiques, peut être supérieure à $2 V_{cc}$, puisqu'elle correspond à la tension alternative de saturation des amplificateurs ($5 V_{cc}$).

Il faut donc que la fermeture des portes analogiques soit suffisamment efficace pour assurer leur blocage jusqu'à des niveaux TBF de 5 V crête à

V_E étant de 3,5 V, il faut que :

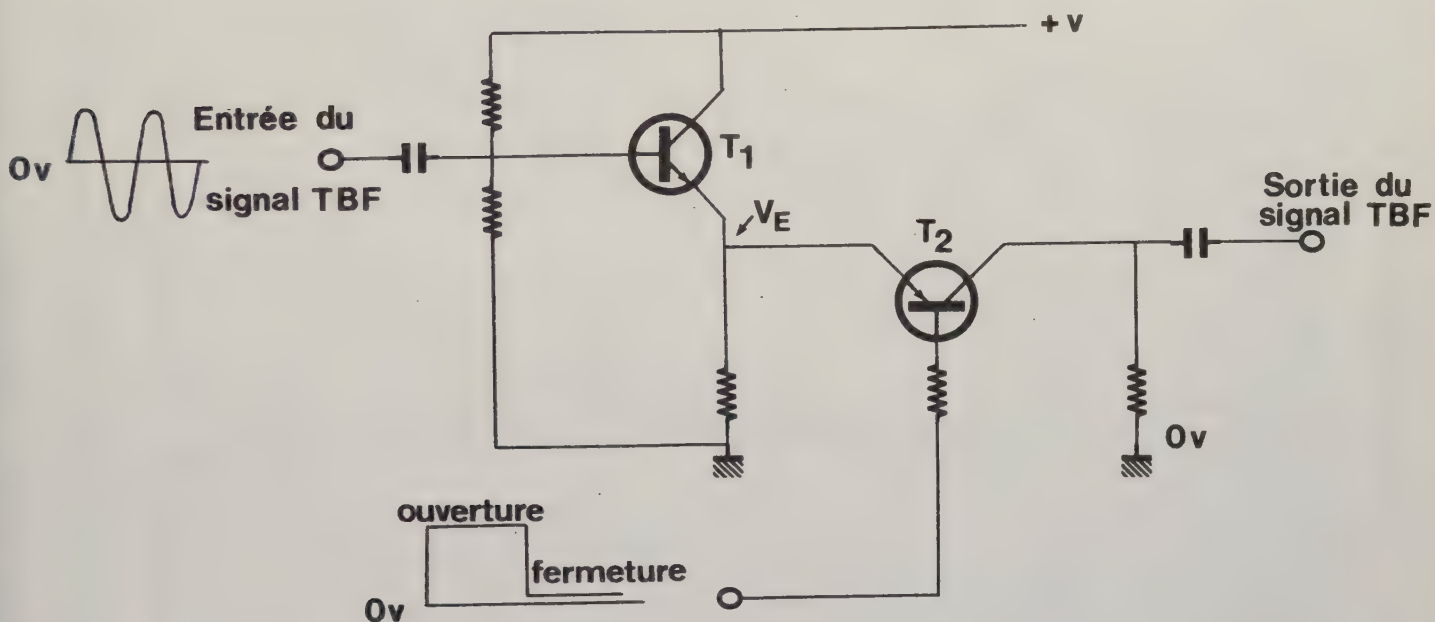
$$V_{\text{blocage}} \geq V_E + V_{oc \text{ MAX}}$$

soit :

$$V_{\text{blocage}} \geq 3,5 + 2,5 = 6 \text{ V}$$

L'ouverture s'effectue en appliquant sur la base de T_2 une tension continue voisine de zéro, jamais supérieure à :

$$V_{\text{ouverture}} \leq V_E - V_{oc} = 1,5 \text{ V}$$



- Logique de commutation

Trigger		Différents états de la logique en fonction du niveau d'entrée			Porte commandée	Amplificateurs commutés en sortie par les portes P_1, P_2, P_3
T_1	A	0	1	1	P_1	$A_1 + A_2 + A_3$ $G = 40 \text{ dB}$
	$\bar{A}$	1	0	0	P_2	$A_2 + A_3$
T_2	A	0	0	1	P_2	$G = 14 \text{ dB}$
	$\bar{A}$	1	1	0	P_3	A_3 $G = 0 \text{ dB}$

Pour chaque état de la logique lu verticalement, n'est ouverte que la porte ayant un ou plusieurs états 0 et fermées celles ayant au moins un état 1.

COURBES DE REPONSE DES FILTRES DE BANDE

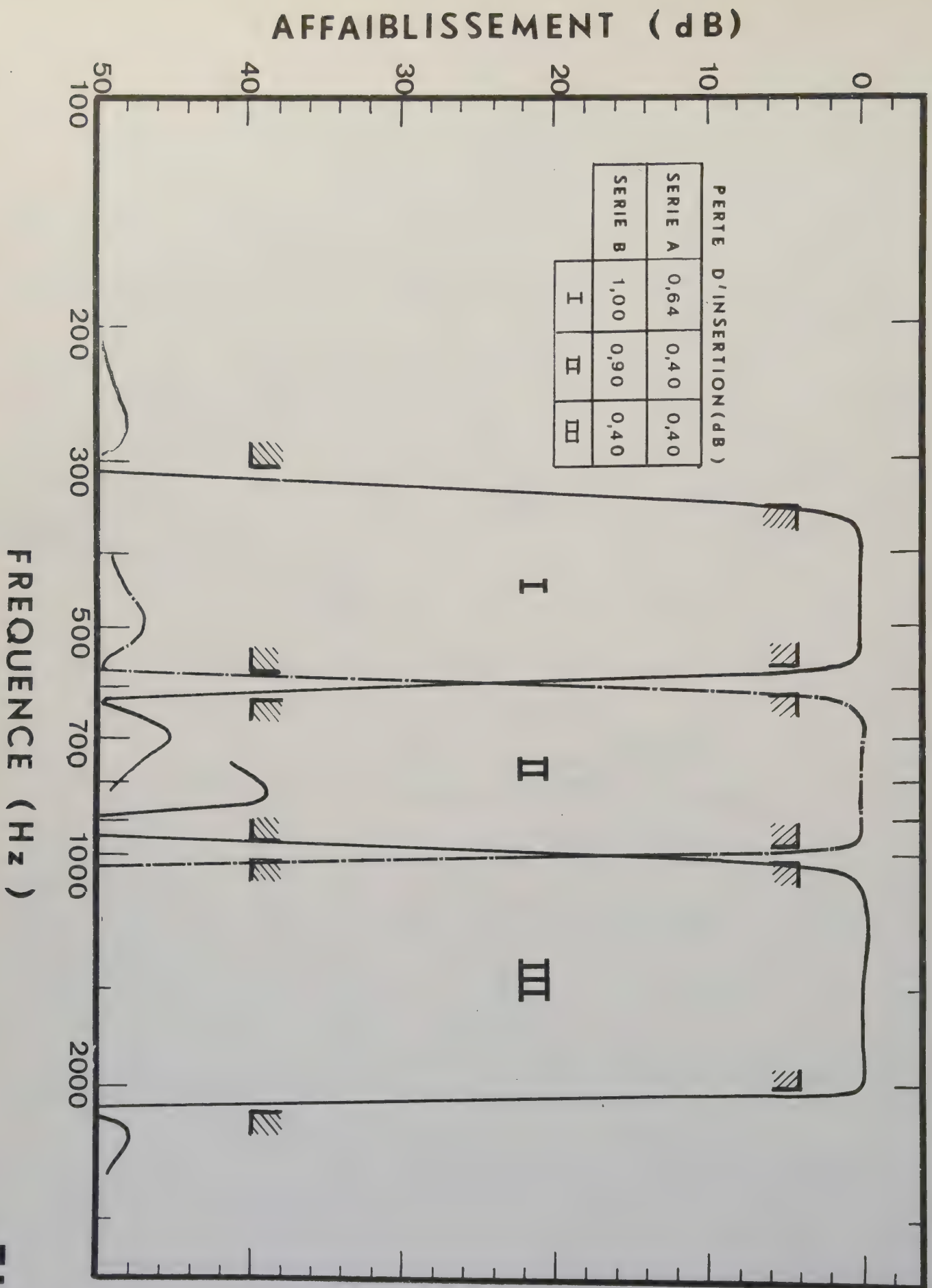
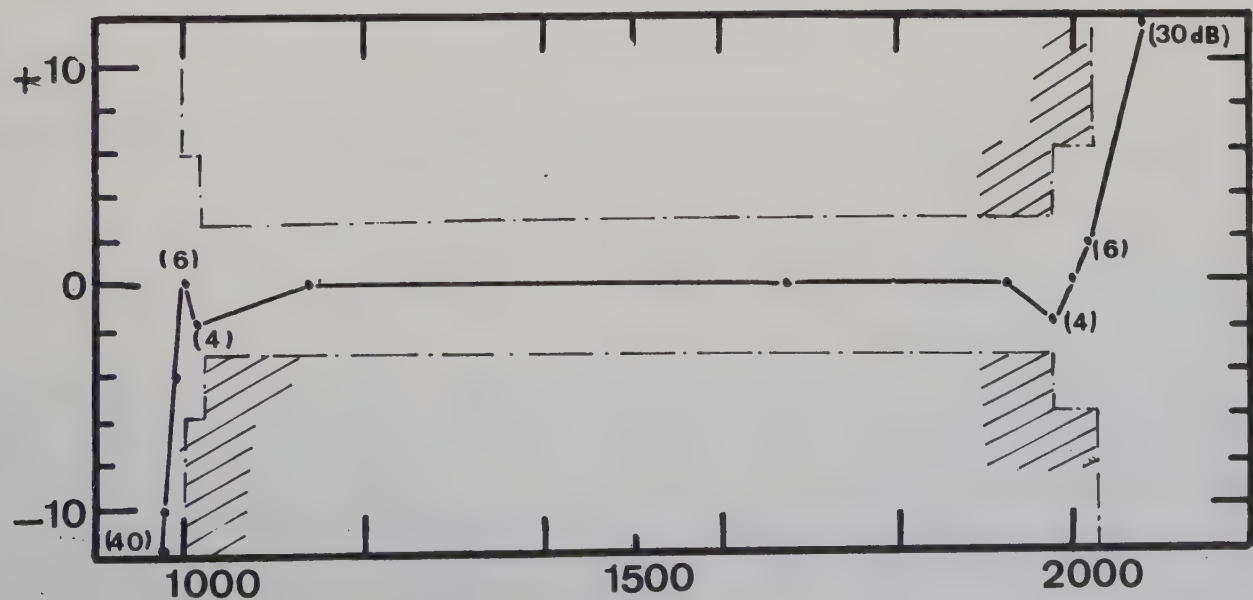
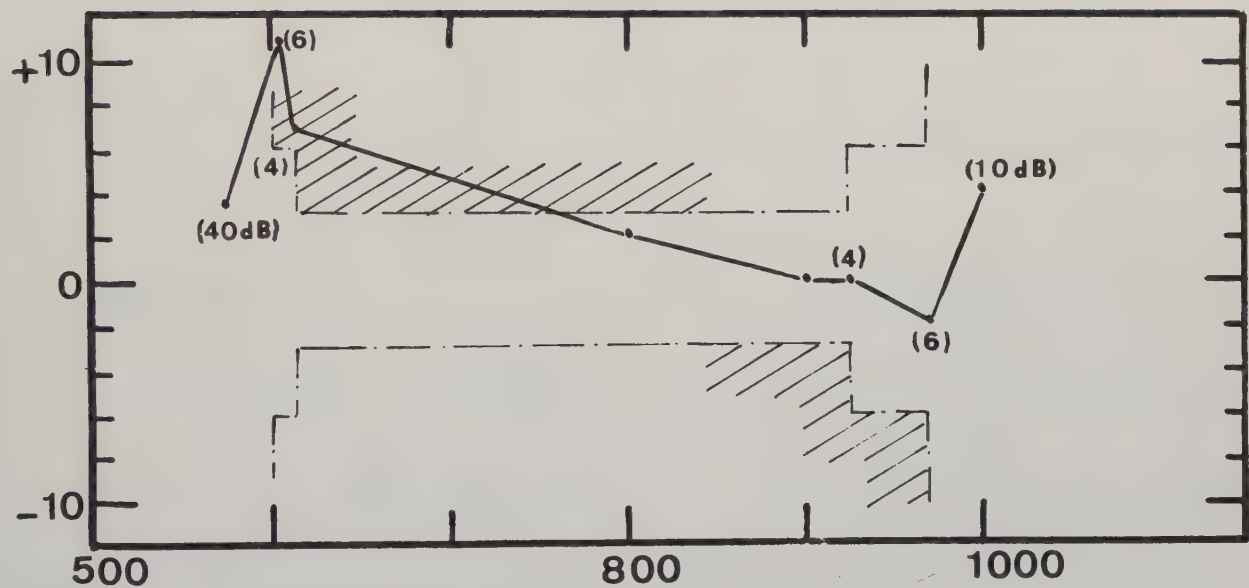
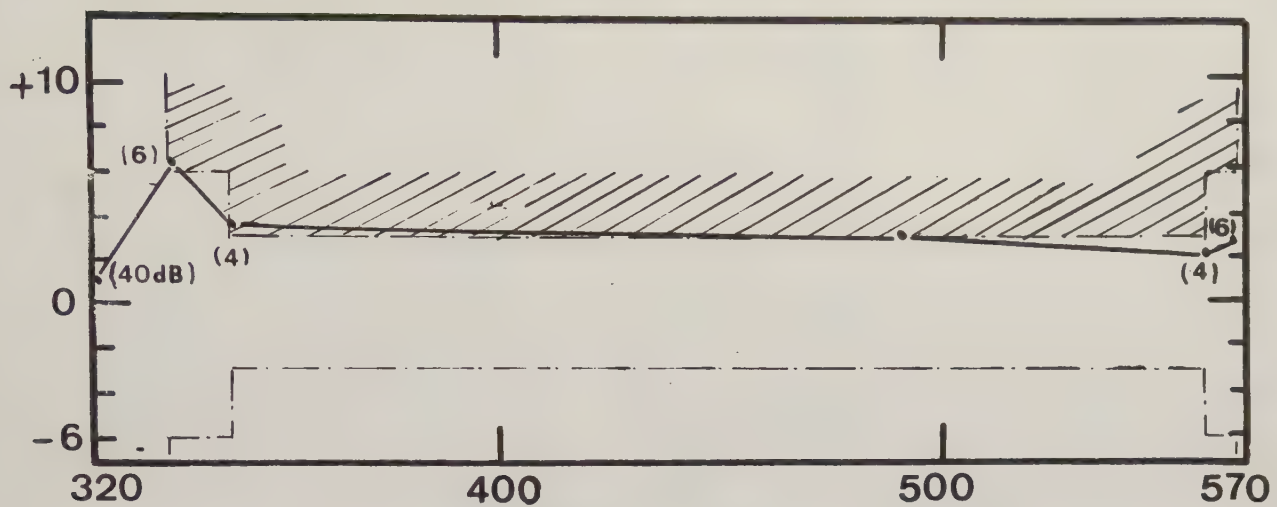


FIG: 10

DEPHASAGE RELATIF ENTRE

PAIRES DE FILTRES

DEPHASAGE (DEGRE)



FREQUENCE (Hz)

FIG:11

Ainsi :

Pour $G = 40 \text{ dB}$: P_1 est ouverte par la sortie A de T_1

P_2 est fermée par T_1

P_3 est fermée par T_2

Pour $G = 14 \text{ dB}$: P_1 est fermée par T_1

P_2 est ouverte par la sortie $\bar{A}$ de T_1 et la sortie A de T_2

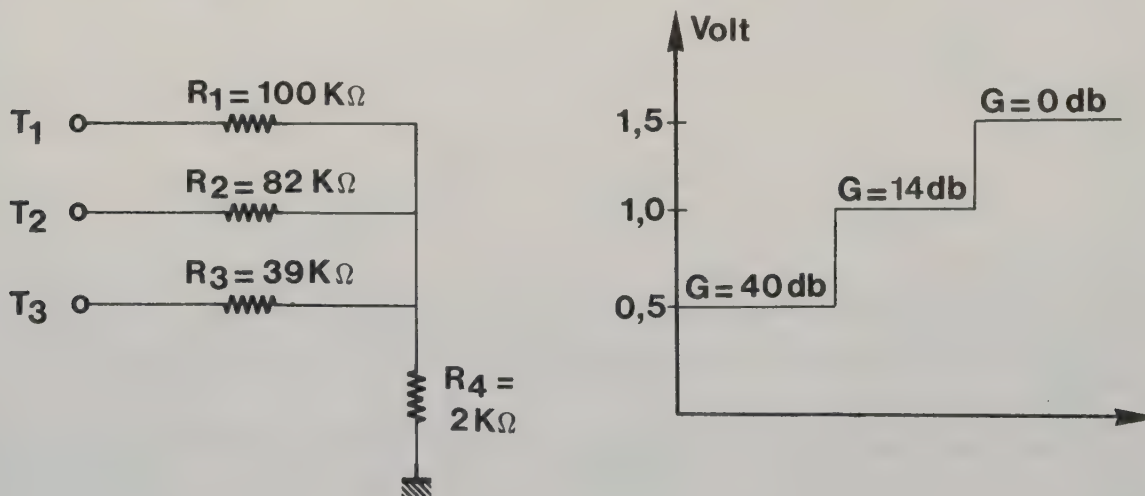
P_3 est fermée par T_2

Pour $G = 0 \text{ dB}$: P_1 est fermée par T_1

P_2 est fermée par T_2

P_3 est ouverte par la sortie $\bar{A}$ de T_2

L'indication de l'état logique, donc du numéro du canal en fonctionnement, est donnée par le réseau à quatre résistances ci-dessous fournissant les indications de sorties suivantes :



Les valeurs absolues des champs qui correspondent à chaque commutation sont réglées par un potentiomètre d'entrée générale.

2.4. - Filtres et mesure de polarisation

2.4.1. - Filtres de bande

La mesure de la polarisation entre les voies X et Y s'effectue à bord de l'engin dans trois bandes de fréquences discrètes déterminées par l'emploi de filtres passifs appareillés en phase. Les caractéristiques des filtres sont les suivantes : (voir figure 10 et 11).

Bandes passantes	:	I	346 - 562 Hz
à 3 dB		II	600 - 965 Hz
		III	1010 - 1990 Hz

SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA MESURE DE POLARISATION

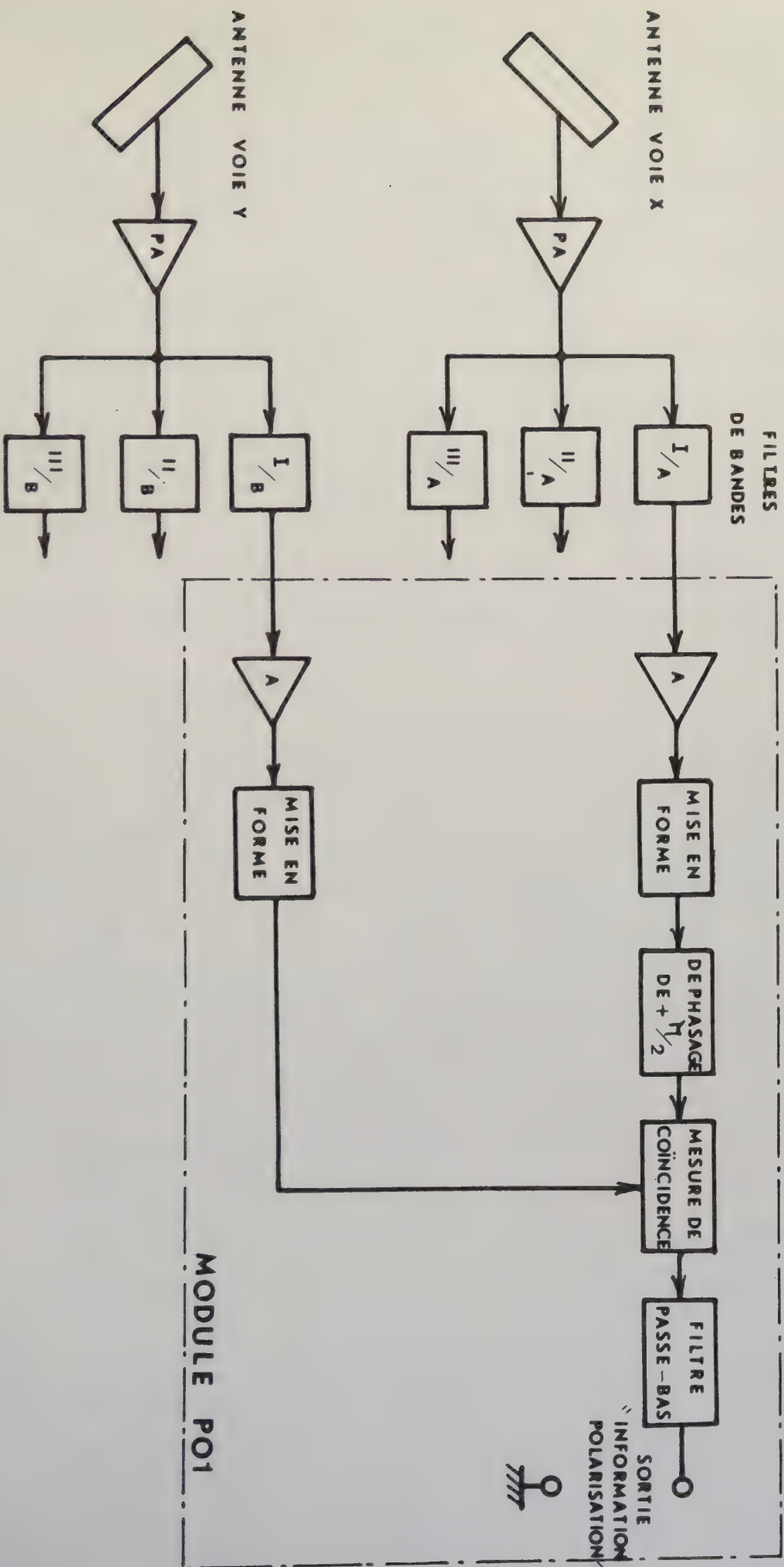


FIG :12

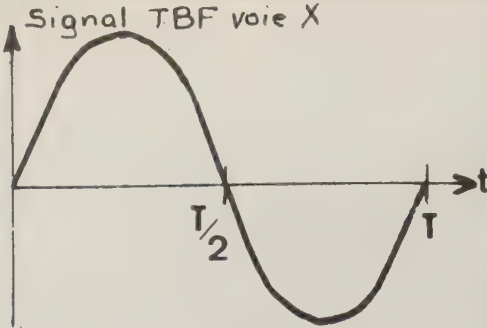
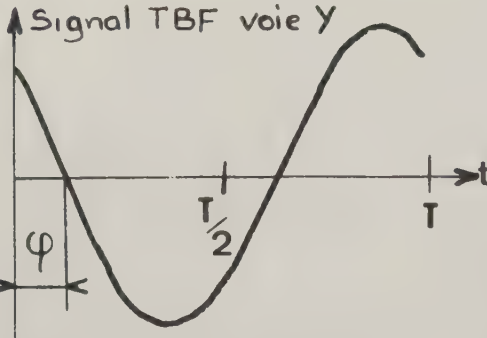
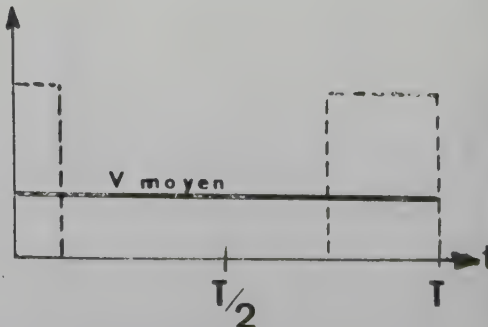
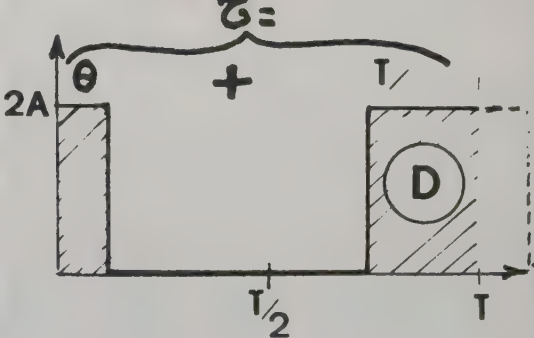
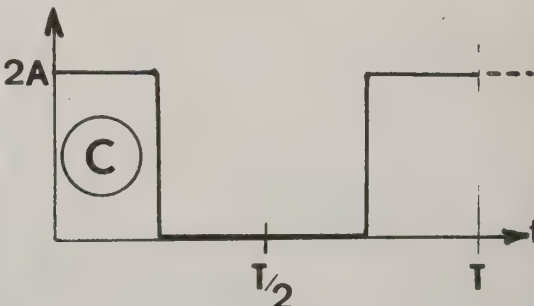
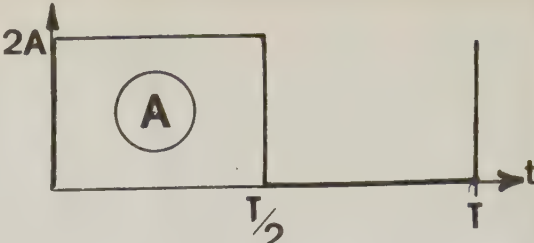
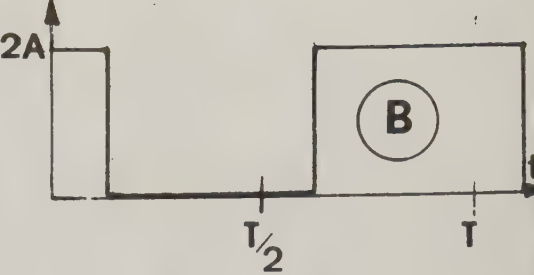
INTEGRATION	COÏNCIDENCE	DEPHASAGE	MISE EN FORME
			Signal TBF voie X  Signal TBF voie Y 
D est moyenné sur une période T.	B + C sont comparés en phase.	A est déphasé de $+\pi/2$.	Les signaux des voies X et Y sont transformés en signaux rectangulaires A et B.
			 

FIG:13

Ondulation dans la bande	: $\pm 0,5$ dB
Déphasage relatif d'une paire de filtres	: $< 3^\circ$ à $- 4$ dB $< 6^\circ$ jusqu'à $- 6$ dB d'atténuation
Atténuation hors bande	: $- 36$ dB sur 30 Hz
Perte d'insertion	: < 1 dB
Impédances d'entrée et de sortie	: 1000Ω
Recoupement des bandes	: à plus de $- 10$ dB
Dimensions	: $121 \times 50 \times 45$
Poids	: 600 grammes

les filtres de bande ont été réalisés par la Société SECRE.

2.4.2. - Mesure de polarisation

La mesure de phase a pour but de fournir une information de sortie unique dans laquelle est comprise la valeur absolue de la phase et son signe.

Nous avons envisagé initialement un système dont l'indication de sortie comportait uniquement le sens de rotation de l'onde (gauche ou droite). Il s'est avéré qu'il était possible d'améliorer le système pour obtenir une indication quantitative sur la phase relative des deux signaux et ce, avec une assez bonne précision ($\pm 10^\circ$). C'est pourquoi nous avons adopté le système suivant.

2.4.2.1. - Description sommaire

Le schéma synoptique est donné sur la figure 12. Les signaux issus des séries de filtres A et B sont mis en forme après amplification afin d'obtenir des signaux rectangulaires d'amplitude constante dont la phase relative conserve celle des signaux TBF à l'entrée (Φ). La mise en forme est obtenue au moyen de triggers de Schmitt prépolarisés à très faible cycle d'hystérésis.

Le signal A (pris comme référence de phase), mis en forme, est ensuite déphasé de $+\frac{\pi}{2}$ (voir figure 13).

On obtient alors le signal C.

Le déphasage de $+\frac{\pi}{2}$ que subit le signal A a pour but de lever le doute sur le signe de la phase.

Les signaux obtenus B et C sont comparés dans une porte ET, afin d'en tirer le signal de coïncidence dont la valeur moyenne sur une période T est une fonction linéaire du déphasage Φ .

En effet : le signal de coïncidence entre B et C a une largeur variable ζ donnée par l'expression :

$$\zeta = T/4 + 0$$

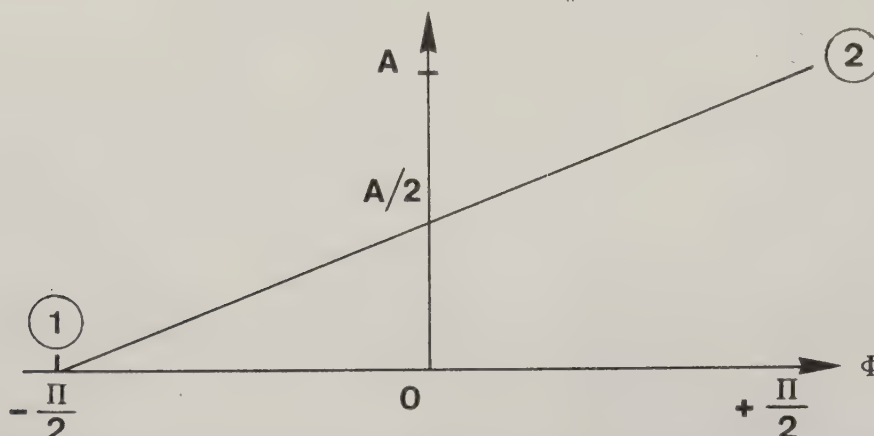
Si on appelle $2A$ l'amplitude du signal de coïncidence, sa valeur moyenne est alors :

$$V_{\text{moyen}} = \frac{2A\zeta}{T}$$

$$V_{\text{moyen}} = 2A \left[\frac{1}{4} + \frac{\phi}{2\pi} \right]$$

$$V_{\text{moyen}} = A \left[\frac{\pi + 2\phi}{2\pi} \right]$$

C'est une fonction linéaire de pente $\frac{A}{\pi}$ et d'ordonnée à l'origine $\frac{A}{2}$



Pratiquement les points 1 et 2 sont deux limites individuellement réglables au sein du module. Ceci afin de pallier les pertes de niveaux le long de la chaîne et de différencier de quelques mV la mesure de phase relative à $-\frac{\pi}{2}$ du zéro volt électrique.

La valeur moyenne du signal de coïncidence est obtenue au moyen d'un filtre passe-bas dont les constantes de temps sont différentes suivant les gammes de mesure.

D'autre part, la mesure de polarisation ne s'effectuant que sur un nombre minimal d'oscillations, de l'ordre de cinq, il convenait d'augmenter encore légèrement la valeur de la constante de temps de ce filtre de manière à fixer par là-même le temps de réponse de la mesure.

Les constantes de temps ont été respectivement fixées à :

Bande I.	Bande II.	Bande III.
13,6 m sec.	13,6 m sec.	2 m sec.

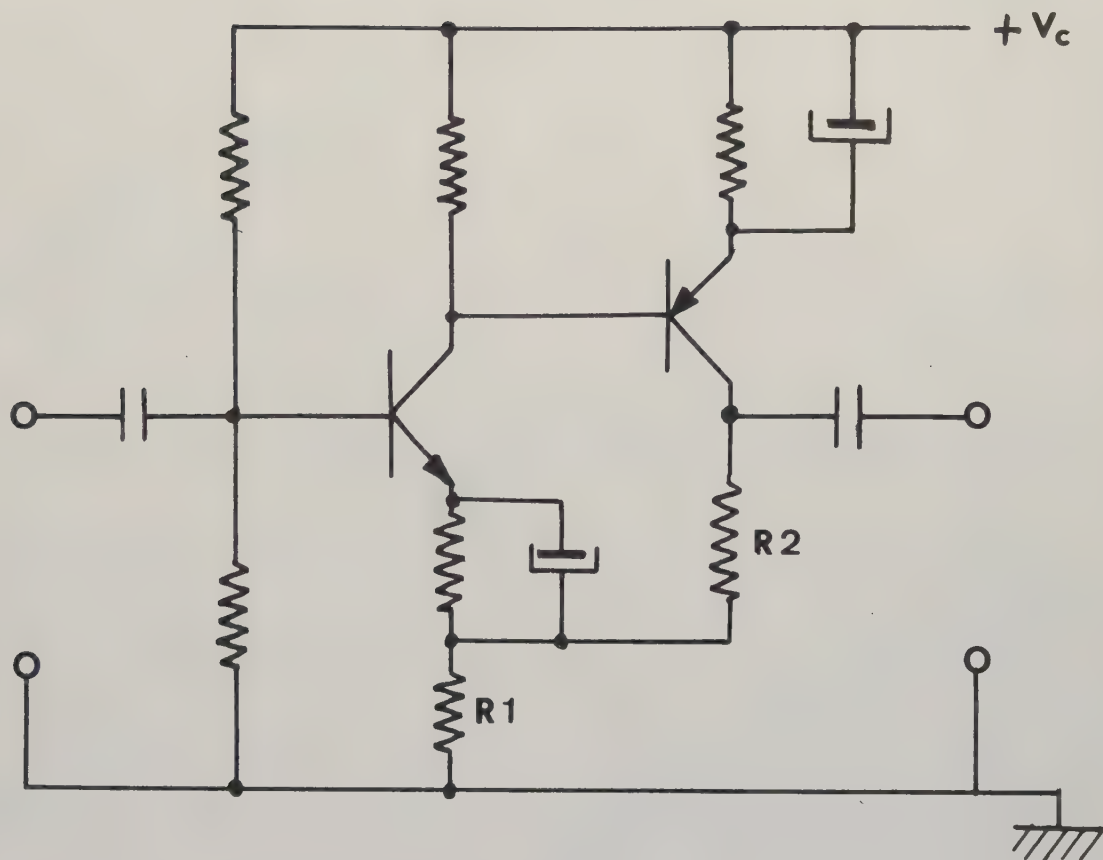
Le système était alors capable de mesurer des polarisations sur des phénomènes glissant en fréquence avec une pente maximale de 2 kHz en 20 m sec. ; valeur exigée lors de la définition des équipements de mesures.

2.4.2.2. - Description détaillée

- Amplificateur de restitution de niveau

Les filtres basses fréquences ne pouvant pas supporter plus de 2 V. crête à crête à leur entrée sans risque de saturation, il est nécessaire derrière ceux-ci de régénérer le niveau basse fréquence au moyen d'amplificateurs analogiques parfaitement stables en gain, en température et surtout n'apportant aucun déphasage supplémentaire (à $k\pi$ près). Le type d'amplificateur utilisé est celui

AMPLIFICATEUR ANALOGIQUE A TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES



Le gain du montage est fixé par le rapport : $\frac{R2}{R1}$

FIG:14

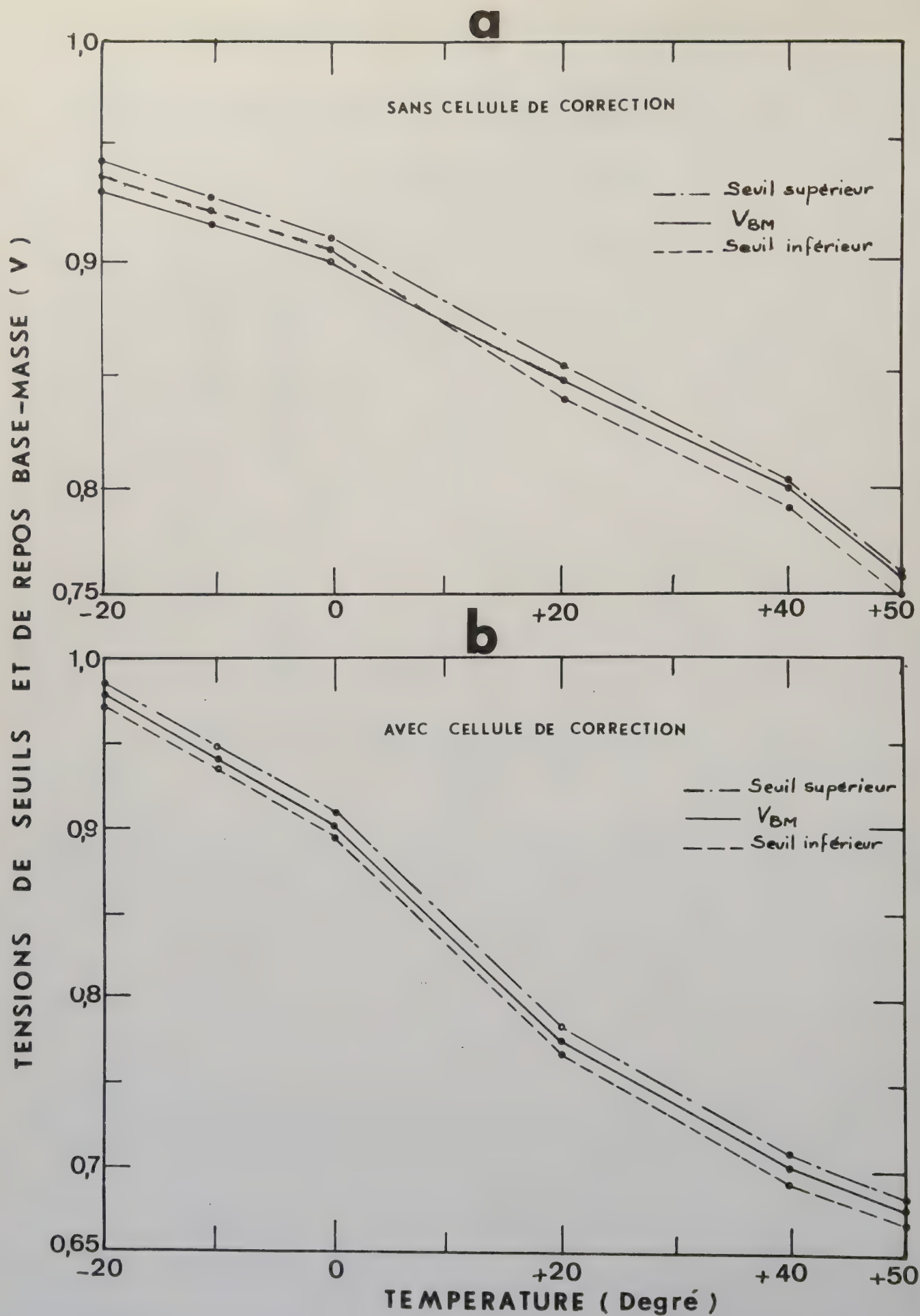
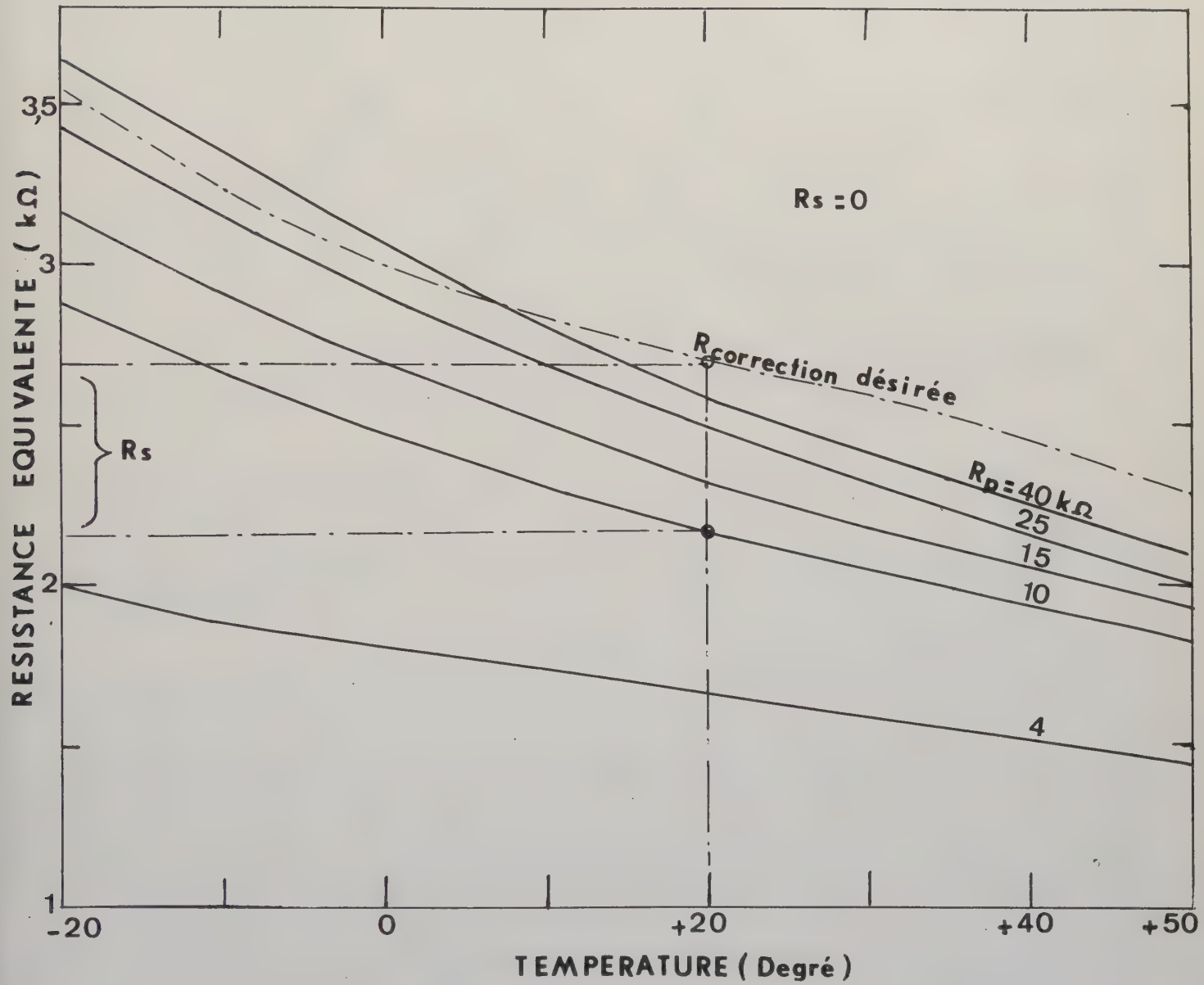
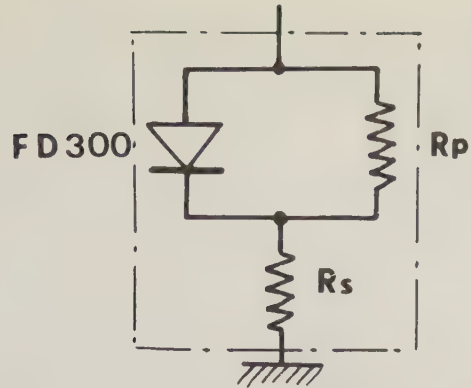


FIG: 15



On déduit : $R_p = 10 k\Omega$
 $R_s = 2900 - 2170 = 530 \Omega$

FIG: 16

TRIGGER DE MISE EN FORME

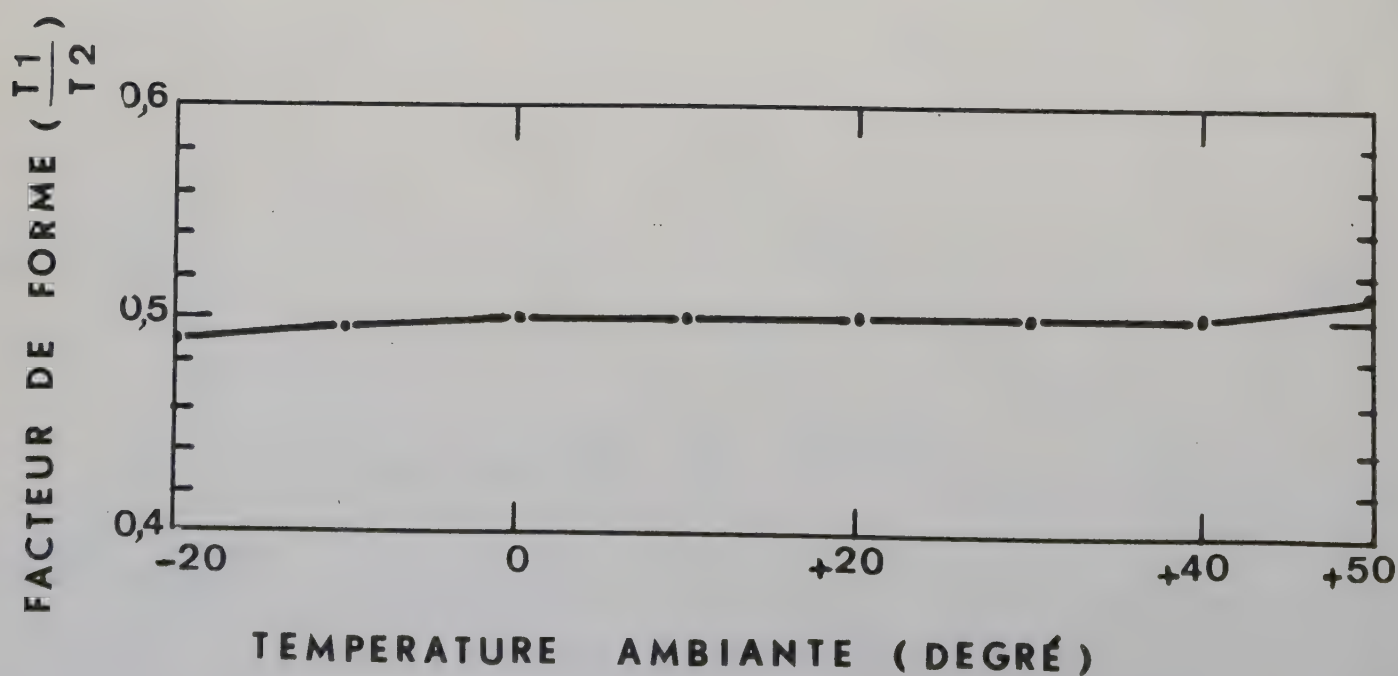
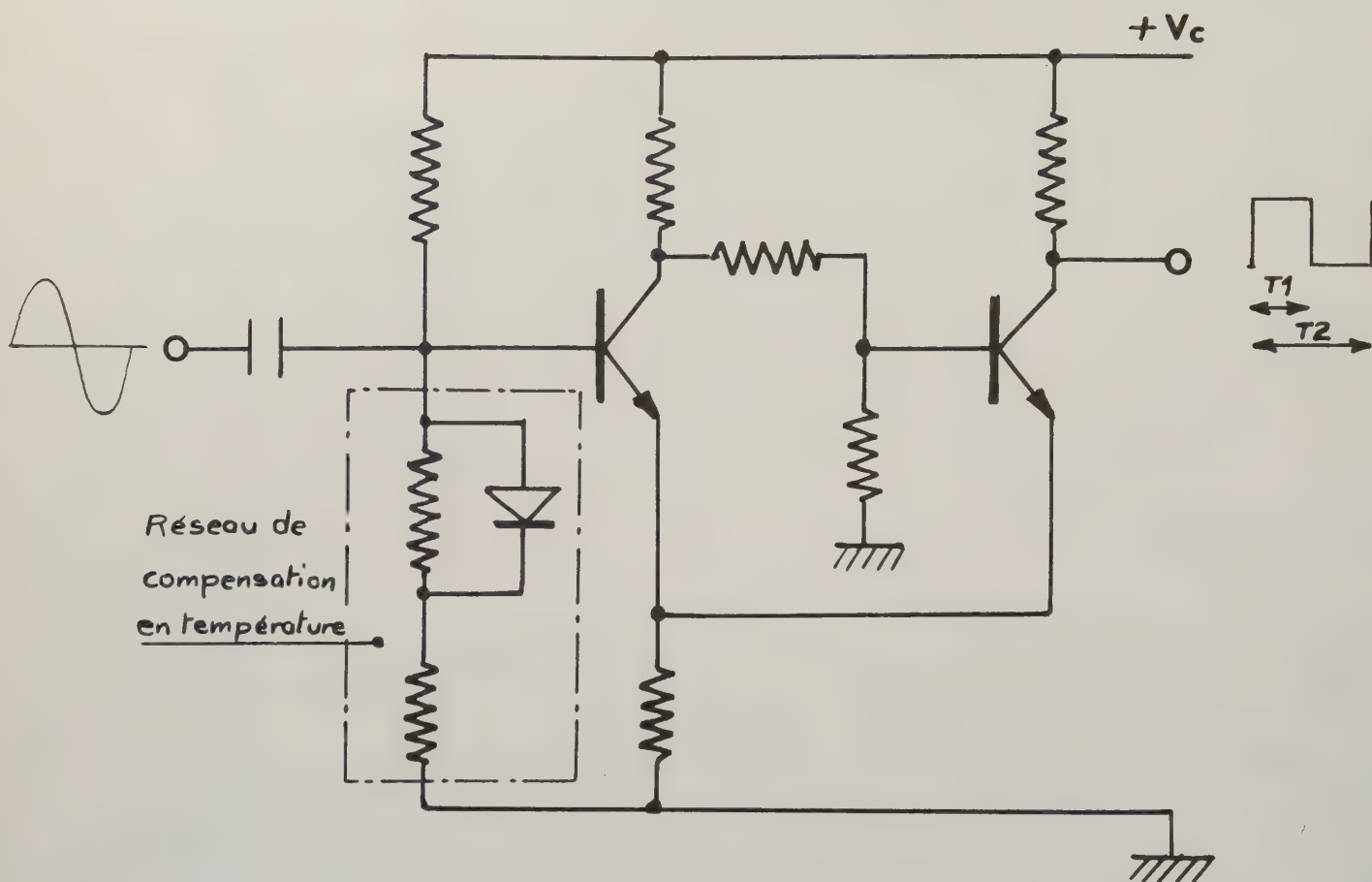


FIG:17

représenté figure 14.

Les principales caractéristiques sont :

- dérive de gain pour un gain nominal de 30 dB à 25° C
 - + 0,4 dB à - 20° C
 - 0,1 dB à + 50° C
- dérive du point de fonctionnement pour une valeur nominale de 4,0 V
 - 50 mV à - 20° C
 - + 0 mV à + 50° C
- dynamique de fonctionnement : 70 dB

- Trigger de mise en forme : (figure 17)

Principe : la mise en forme des signaux TBF issus des amplificateurs précédents est assurée au moyen de triggers de Schmitt à faible cycle d'hystérésis. Les triggers sont compensés en température de manière à délivrer un signal rectangulaire de facteur de forme $0,5 \pm 0,01$ dans la gamme - 20 à + 50° C, lorsqu'ils sont attaqués par un signal sinusoïdal.

La précision requise de $\pm 0,01$ sur le facteur de forme est déduite de celle exigée sur la mesure de phase ($\pm 10^\circ$) après que nous nous soyons aperçu que le système de mesure donnait des informations encore valables entre :

$$+ \frac{\pi}{2} \text{ et } - \frac{\pi}{2}$$

Dès lors, nous avons cherché à améliorer au mieux le système au prix de légères modifications, d'où cette restriction du "jitter" au niveau des triggers.

Compensation en température : l'amélioration du facteur de forme des triggers revient à conserver, le plus parfaitement possible, la symétrie des seuils de déclenchement par rapport à leur point de fonctionnement moyen.

En fait, les trois éléments, les deux seuils de déclenchement et le point de fonctionnement, varient chacun en fonction de la température sans qu'il y ait de relation simple entre eux.

La figure 15/a donne la variation des trois paramètres en fonction de la température.

La méthode de compensation la plus évidente consiste alors à agir constamment sur l'une des grandeurs en l'occurrence la tension base-masse de manière à les rendre toutes les trois équidistantes dans toute la gamme de température (figure 15/b).

Un réseau de compensation constitué d'une diode associée à un réseau passif, suffit à réaliser cette compensation.

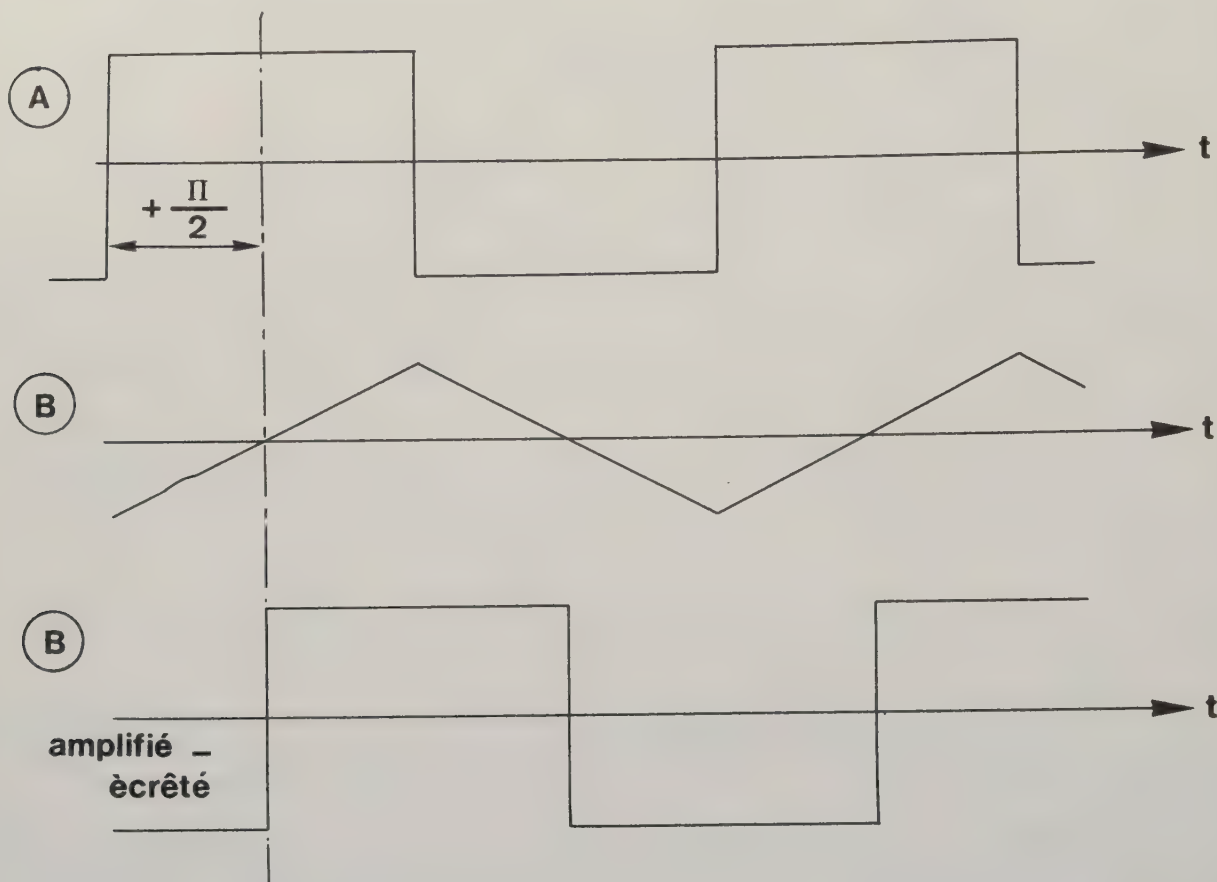
La détermination de la résistance équivalente du réseau, à obtenir en fonction de la température, s'effectue expérimentalement en substituant au réseau un élément passif ajustable (potentiomètre situé hors de l'enceinte climatique d'essai). On obtient alors la fonction Z correction = f (θ).

La détermination des éléments du réseau s'effectue alors graphiquement. Le réseau des courbes de correction est également obtenu de manière expérimentale (figure 16).

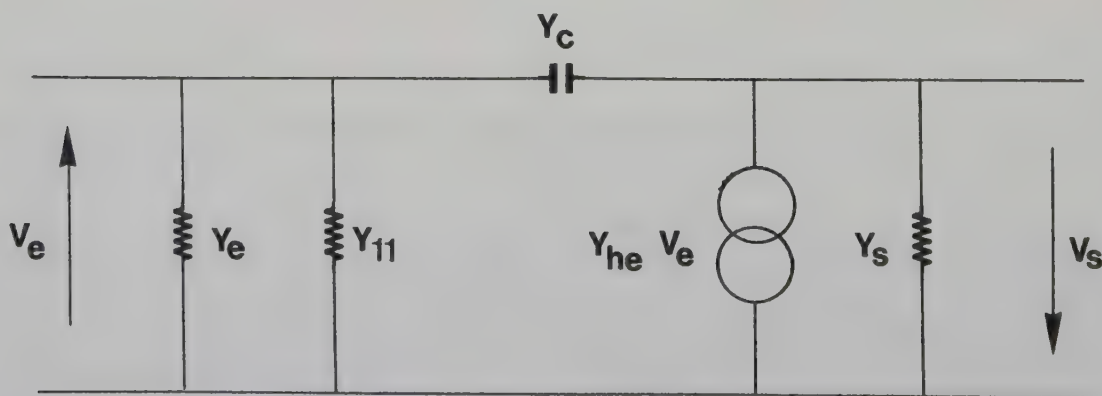
La variation du facteur de forme du trigger compensé est reproduite sur la figure 17.

- Déphaseur

Principe : le déphasage de $+\frac{\pi}{2}$ est obtenu au moyen d'une transformation intermédiaire du signal rectangulaire en signal triangulaire, au moyen d'un intégrateur de MILLER.



Réalisation du déphaseur : Si nous adoptons le schéma réduit équivalent suivant comme représentation du montage MILLER, la capacité d'entrée du montage est pratiquement multipliée par le gain d'amplification en tension.



Facteur de forme de l'intégrateur Miller

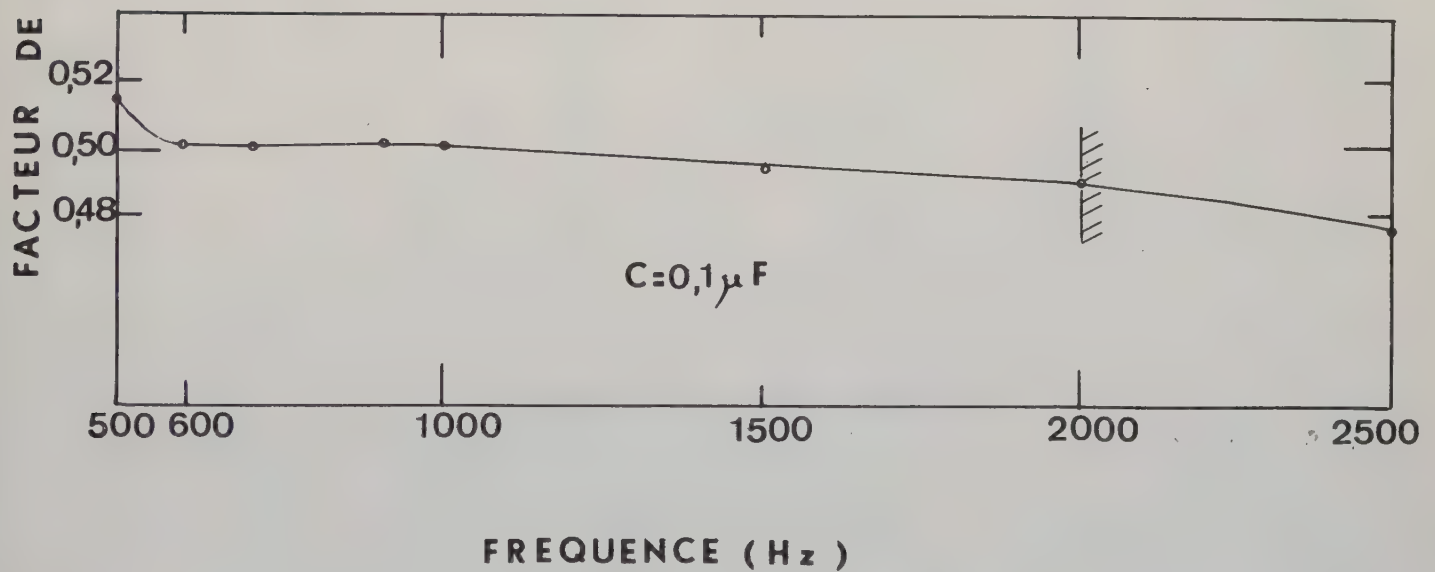
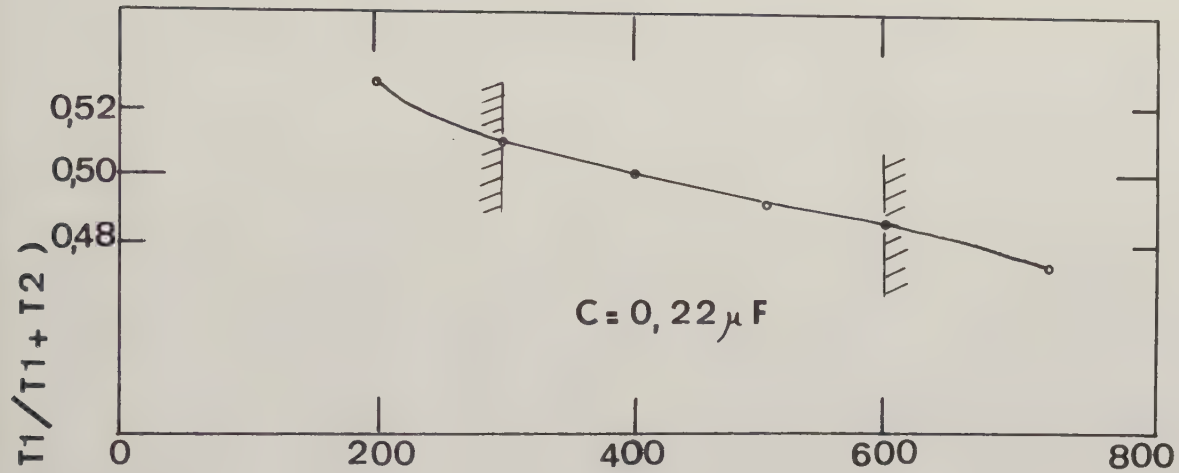
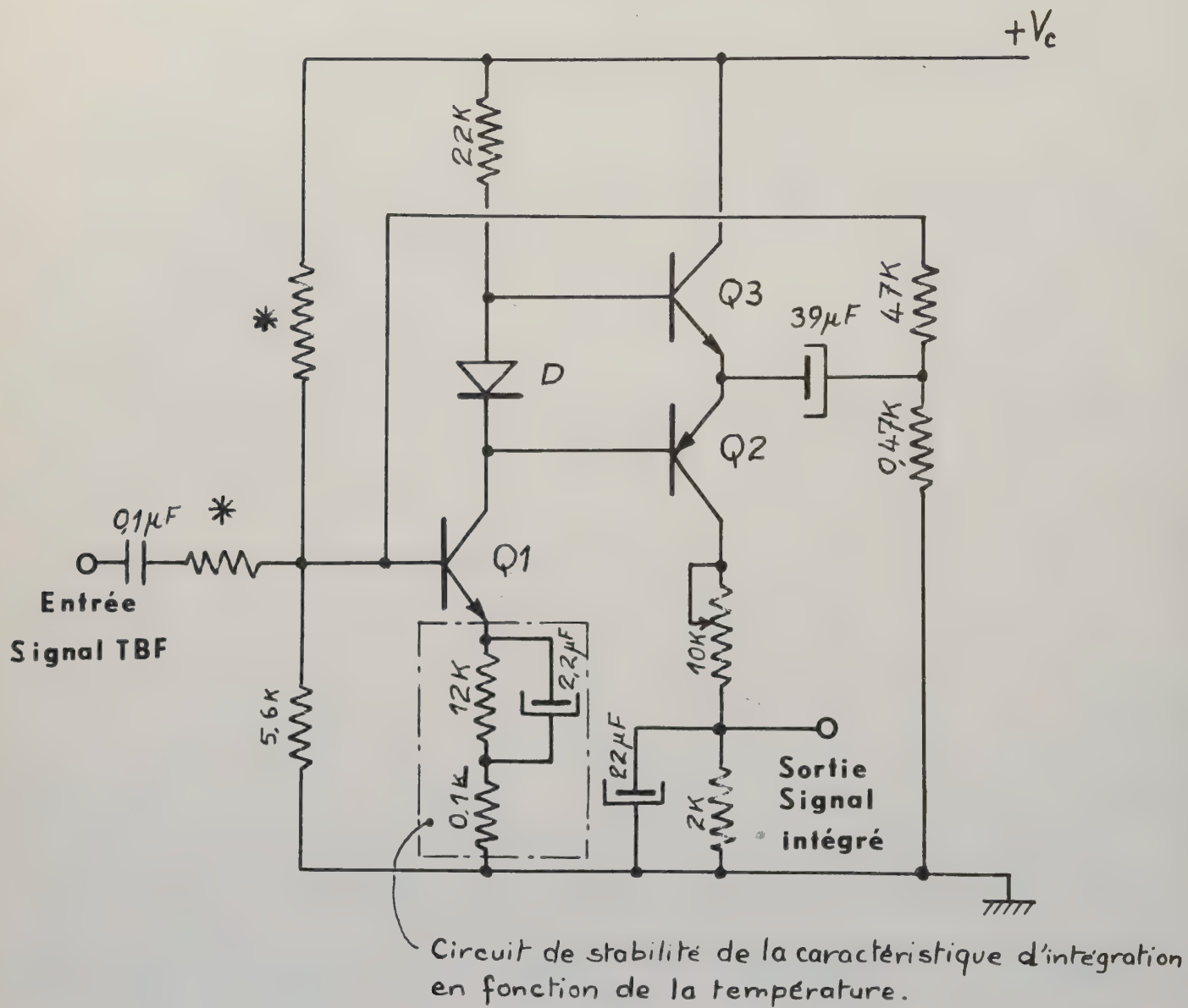


FIG:18

INTEGRATEUR DE BRUIT



Q_1, Q_3 : 2N 2222

Q_2 : 2N 2907A

D : FD 300

FIG : 19

Courbe caractéristique des intégrateurs TBF

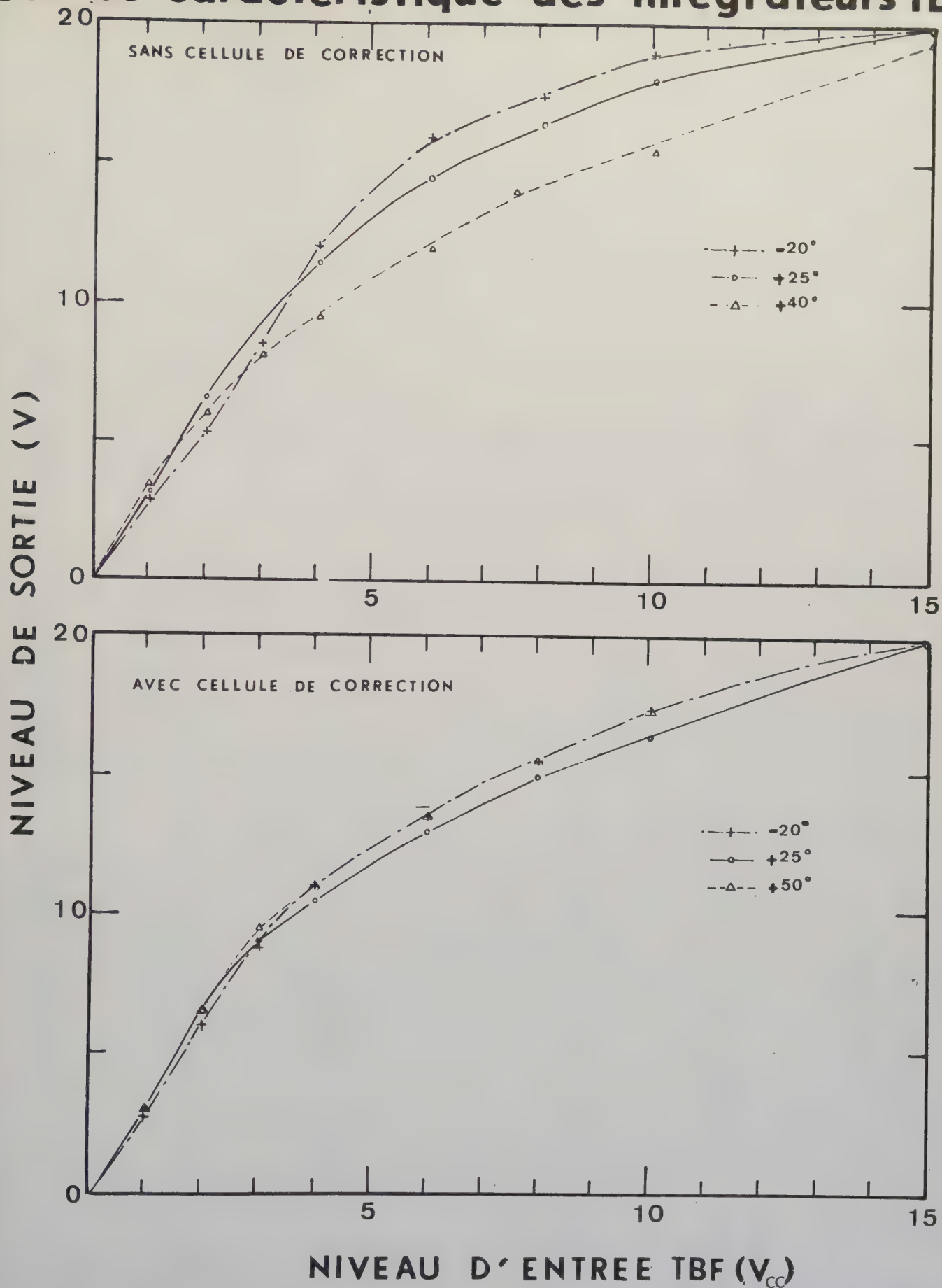


FIG:20

LPB.C.D | LPA

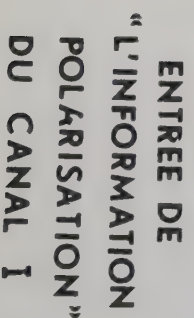


FIG:21

L'admittance d'entrée est :

Y_i = conductance d'entrée + capacitance d'entrée

$$Y_i = Y_{11} + Y_c (1 - A_v)$$

La linéarité de la transformation triangulaire est fonction du choix judicieux de la capacité schunt complémentaire collecteur-base.

Bande de mesure (Hz)	200 à 700	500 à 2 500
Capacité collecteur-base (μF)	0,22	0,1

Le signal rectangulaire déphasé est ensuite obtenu par amplification à saturation.

Le facteur de forme du signal rectangulaire est également affecté par l'intégrateur MILLER dont la linéarité est de 2 %.

La figure 18 représente les résultats obtenus pour la totalité de la chaîne de transformation selon les valeurs de capacités adoptées pour le MILLER.

2.5. - Intégrateur de bruit

2.5.1. - But

Trois mesures de bruits intégrés sont effectuées à bord dans les mêmes bandes de fréquences que la mesure de polarisation, ceci en vue de comparaisons ultérieures avec le bruit détecté au sol dans des bandes d'analyses identiques.

2.5.2. - Description de l'intégrateur

Le montage intégrateur est reproduit figure 19. Il est compensé en température au moyen de la contre-réaction d'émetteur ($R = 12 \text{ k}\Omega$, $C = 2,2 \text{ }\mu F$) dans la gamme de fonctionnement - 20 à + 50° C (voir figures 20 a et b).

La dynamique de fonctionnement est de 50 dB, les niveaux minimaux d'intégration (0 dB) sont respectivement de :

Bande (Hz)	366 - 562	600 - 965	1010 - 1990
$\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	$4,0 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$

La constante de temps d'intégration est de 44 msec. pour les trois bandes, afin d'avoir des temps d'intégration comparables à ceux réalisés sur le satellite INJUN 3 (GURNETT et O'BRIEN, 1964). Ce temps était de l'ordre de 200 ms et est approximativement égal à 5 constantes de temps.

2.6. - Ensemble logique

2.6.1. - But

Le nombre de voies continues de télémessure étant limité, on utilise un ensemble logique, lié à la mesure de polarisation, dont le rôle est de sélectionner

la mesure de phase la plus correcte parmi les trois mesures faites simultanément, afin de n'acheminer vers la voie de télémessure que la mesure choisie.

D'un autre côté, les trois mesures de polarisation sont simultanément appliquées sur trois plots de commutateur. Malgré la plus faible résolution en temps d'un commutateur de télémessure, cette précaution permettait d'avoir une information redondante en cas de défaillance de l'ensemble logique.

2.6.2. - Description sommaire

Le système logique comporte :

- un sous-ensemble propre à chaque voie dénommé LPB.C.D.
- un sous-ensemble commun dénommé LPA

Le schéma synoptique de l'ensemble logique est donné sur la figure 21.

Le choix de la mesure à télémétriser est effectué par les 4 sous-ensembles logiques ; il tient compte :

- a) de la simultanéité ou non des signaux TBF sur les voies X et Y ;
- b) de la valeur absolue de leur amplitude ;
- c) des niveaux relatifs des signaux reçus dans les trois bandes de fréquence au moment de la mesure, afin de choisir celle effectuée au plus haut niveau dans le cas où les critères a et b sont remplis pour plusieurs des canaux.

Une partie de l'ensemble logique joue un rôle d'interdiction et de protection contre les effets néfastes des parasites internes sur le fonctionnement même du système.

2.6.3. - Description détaillée

2.6.3.1. - Sous-ensembles LPB, C et D

Les trois sous-ensembles LPB, C et D sont identiques et font l'objet d'un seul module électronique. Nous décrivons ici le principe de fonctionnement de l'un quelconque d'entre eux.

Un amplificateur d'entrée de 24 dB à gain ajustable par bonds de 0, -6, - 12 dB permet, par la sélection de son gain, de changer le seuil de déclenchement de l'ensemble logique.

L'amplificateur est attaqué par le signal TBF issu d'un point de la chaîne de mesure de polarisation auquel le sous-ensemble logique se rapporte.

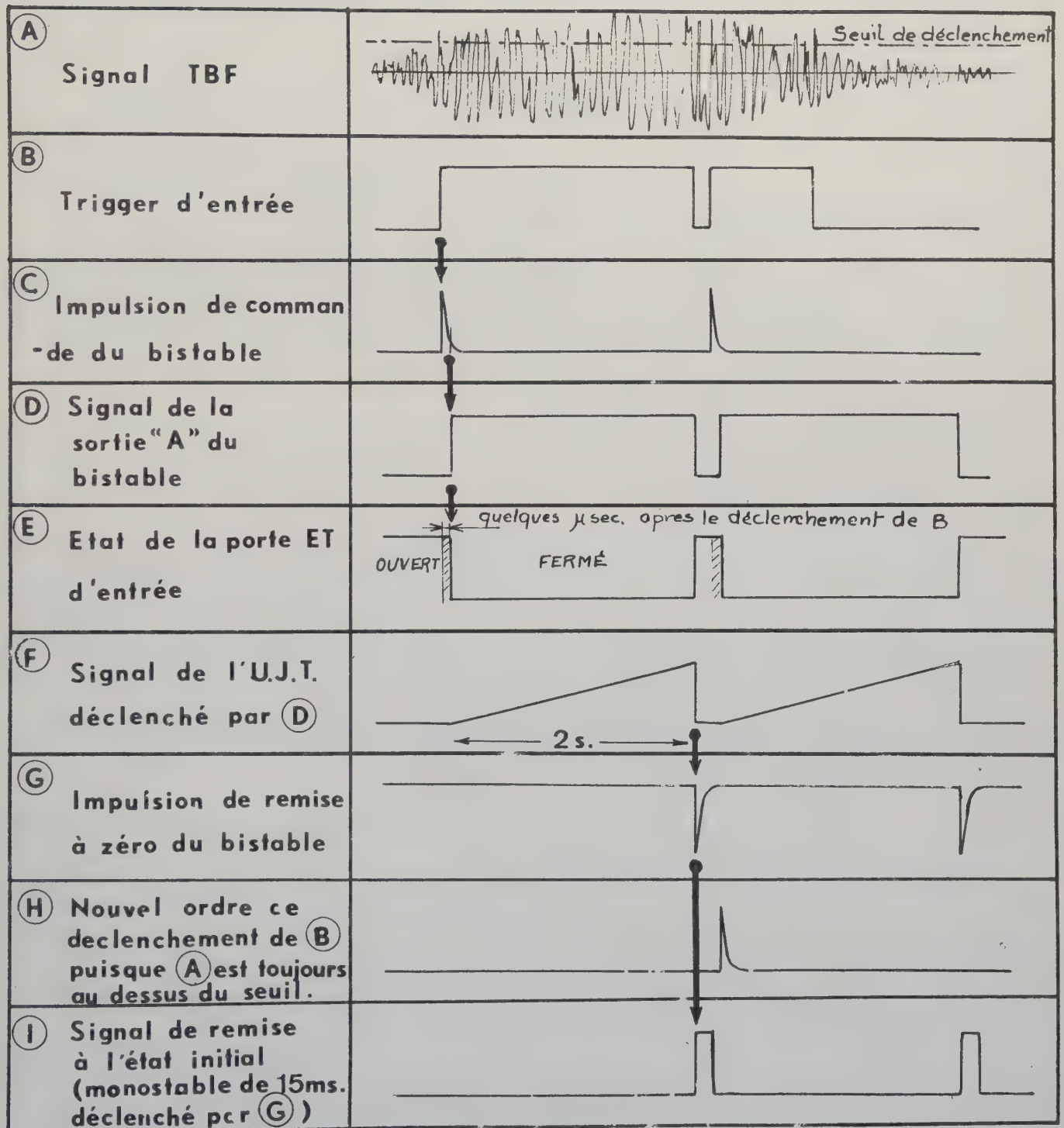
L'amplification est suivie d'un alignement à diode et d'un trigger dont le signal de sortie est inversé au moyen d'une porte ET afin de déclencher un bistable à transistor unijonction 2 N 16 71 A, de durée 2 sec.

Le rôle de ce bistable est de bloquer la mesure de polarisation sur le canal choisi pendant des séquences de deux secondes minimum, tant que le niveau TBF demeure suffisant.

Le seuil de déclenchement est ajustable de manière continue au moyen du potentiomètre d'entrée, afin de fixer le seuil de mesure à un niveau suffisamment élevé pour une bonne mesure de phase (critère b du paragraphe 4.1.).

La stabilité de déclenchement du trigger étudiée entre - 20° et + 50°C, est de $\pm 0,6$ dB pour 5,10 V_{cc} à 25°C.

DIFFERENTS SIGNAUX DE L'ENSEMBLE LOGIQUE



Les flèches ↓ désignent la cause et l'effet ↓.

FIG : 22

°C	- 20	- 10	0	+ 20	+ 40	+ 50
Niveau de déclenchement en V_{cc}	5,40	5,20	5,10	5,10	4,75	4,75

Cette précision du déclenchement est suffisante pour ne pas nécessiter une compensation en température particulière.

Quelques microsecondes après le déclenchement du trigger à seuil, la porte ET est refermée au moyen d'un signal de commande appelé "sortie porte ou" qui est issu de la partie logique commune LPA. Ceci évite le déclenchement intempestif du bistable par de nouvelles impulsions venant de l'entrée du module. La planche 22 donne les différentes formes de signaux rencontrés.

2.6.3.2. - Sous-ensemble LPA

Ce sous-ensemble fait l'objet d'un module électronique dont le rôle multiple est :

a) de fournir toute information nécessaire pour annihiler le fonctionnement des parties logiques attenantes aux canaux de mesure autre que celui sélectionné.

A cet effet, une porte OU renvoie sur toutes les portes d'entrée TBF propres à chaque sous-ensemble LPB, C ou D un ordre de fermeture quelques microsecondes après le déclenchement de l'un quelconque des triggers de commande.

b) de délivrer un ordre de remise à zéro sur toute la chaîne de mesure lors d'un déclenchement interne intempestif d'un des bistables de la logique (parasite sur l'alimentation par exemple).

c) de fournir une indication de sortie sur le numéro du canal de mesure sélectionné. Cette information est dirigée vers la voie 17 (plot 17) de la télémessure et appelé "information n° canal".

Elle est déduite de l'état respectif de chacun des bistables au moyen d'un réseau de résistances fournissant les états suivants :

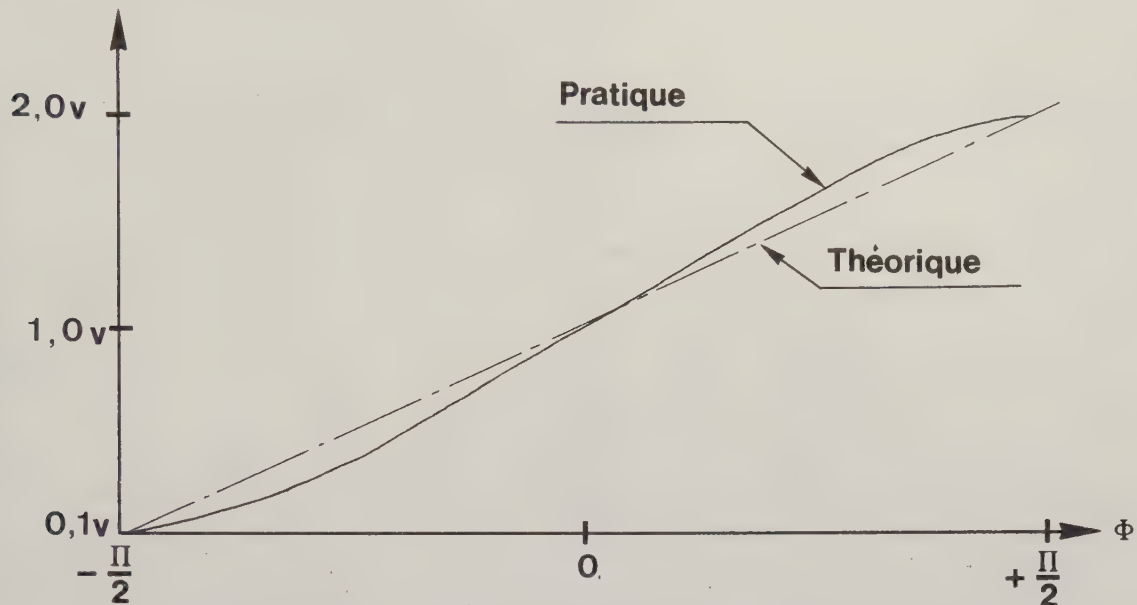
Canal de mesure	I	II	III
Information n° canal	0,5 V	1,0 V	1,5 V

d) d'ouvrir la porte analogique correspondante à la mesure choisie. L'information "mesure de polarisation" est alors acheminée vers la voie 16 de la télémessure. Les portes analogiques sont du même type que celles utilisées dans les amplificateurs à gain commuté.

La linéarité de la porte est meilleure que 1 % dans la limite où la tension globale appliquée sur la base de Q_1 est supérieur à :

$$V_{BE_{Q1}} + V_{CE_{Q2}} = 1,3 \text{ V}$$

La fonction de sortie $V_{\text{sortie}} = f(\text{phase})$ est représentée ci-dessous compte tenu de la non-linéarité des éléments actifs et de la perte d'insertion des transistors Q_1 et Q_2 égale à 1,3 V.



e) de remettre momentanément à zéro, à la fin de chaque séquence de 2 sec., les trois niveaux TBF à l'entrée du module. De ce fait, ce sera la composante basse fréquence de niveau le plus élevé qui, immédiatement après, déclenchera la première son ensemble logique propre. (Critère C du paragraphe 4.1.).

Le monostable utilisé pour cette fonction est déclenché par l'impulsion de l'unijonction du bistable, impulsion qui est effectivement délivrée à la fin de chaque séquence de 2 sec. Ce monostable d'un type inversé présente l'avantage d'une grande stabilité en fonction de la température, d'une grande souplesse de réglage et d'une quasi insensibilité aux parasites.

2.7. - Calibration interne

2.7.1. - But

Afin de tester le fonctionnement de l'ensemble de mesure TBF en cours de vol, nous avons conçu un module de calibration interne programmée, mis en fonctionnement, puis arrêté, par la chaîne séquentielle de l'engin.

Cette fonction de calibration est assurée par le module dénommé CAPR (calibration programmée).

La calibration automatique s'effectue deux fois au cours du vol :

- pendant tout le temps où la fusée est sur rampe et jusqu'au largage de la coiffe en fin de phase propulsée. (soit $H_0 + 50$ sec.) ;
- en fin de vol balistique à partir de $H_0 + 550$ sec. jusqu'à la perte de la fusée.

Les deux séquences de calibration effectuées en début et fin de vol permettent de contrôler :

- le fonctionnement de la chaîne de mesure TBF
- la sensibilité des récepteurs
- toute dérive de caractéristique ayant pu advenir en cours de vol

CALIBRATION AUTOMATIQUE

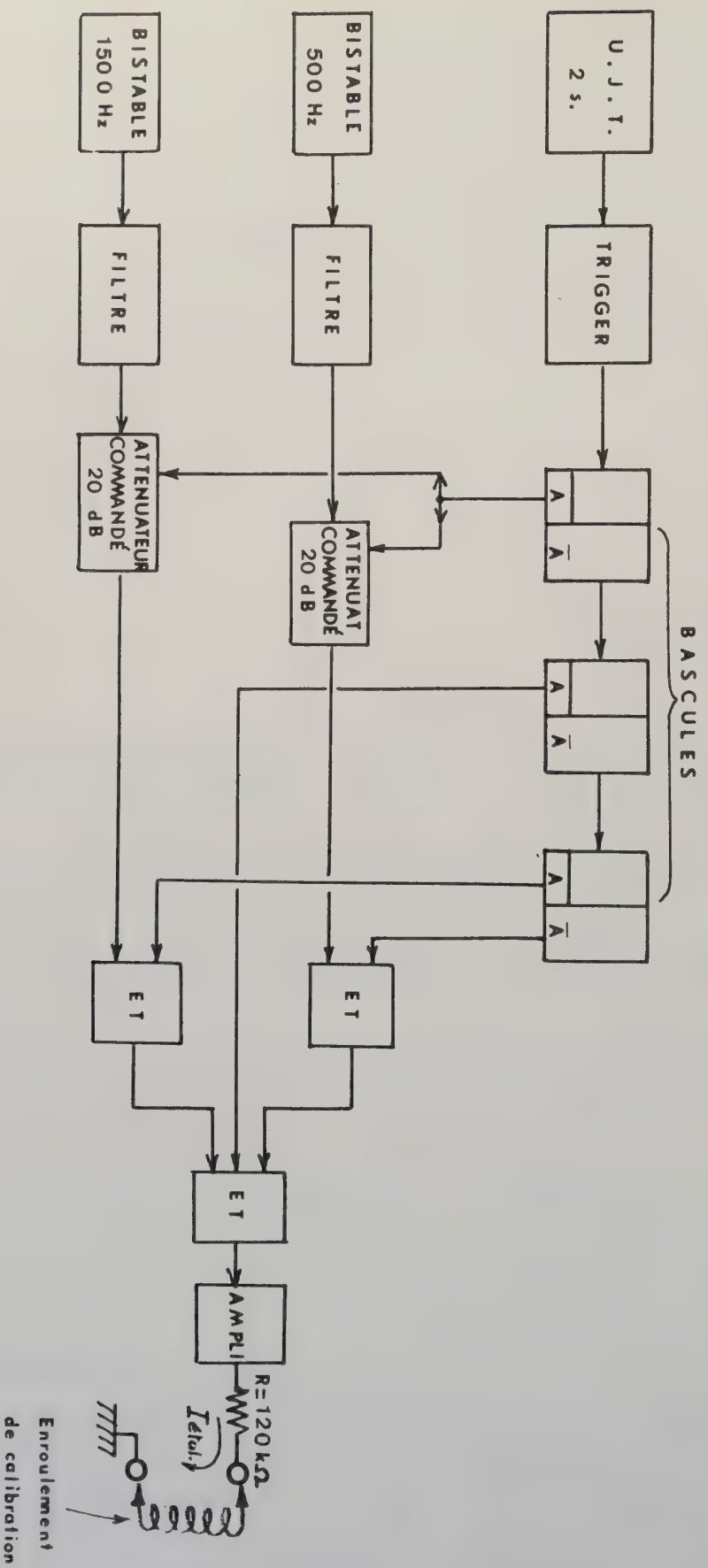


FIG:23

2.7.2. - Description sommaire

Le schéma synoptique du module de calibration est reproduit sur la fig. 23.

La séquence de calibration élémentaire dure 12 secondes.

Elle comporte deux fréquences et deux niveaux par fréquence. Chaque niveau dure deux secondes de manière à ce que la logique de polarisation ait le temps de commuter sur le canal sollicité. Les caractéristiques de la séquence d'étalonnage sont données par le tableau suivant :

DUREE	2 sec.	2 sec.	4 sec.	2 sec.	2 sec.	4 sec.
FREQUENCE						
500 Hz	155 mV _{cc}	1,55 V _{cc}	Silence			Silence
1500 Hz				155 mV _{cc}	1,55 V _{cc}	

Les niveaux sont obtenus en faisant passer un courant connu dans un nombre de spires donné.

Le but de la calibration automatique étant de contrôler la sensibilité des récepteurs, il était indispensable que les amplitudes des niveaux d'étalonnage soient stables et parfaitement connues.

Cette condition a été obtenue en créant les signaux sinusoïdaux de calibration à partir de signaux rectangulaires émanant de multivibrateurs, après filtrage de la fréquence fondamentale au moyen d'un filtre passif LC.

2.7.3. - Description détaillée

Multivibrateurs

La caractéristique des signaux d'un multivibrateur étant d'être d'amplitude comprise entre la tension d'alimentation (régulée à 10^{-2}) et la tension collecteur-masse à saturation des transistors (dont la variation est de $-1,8 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$), nous voyons que dans la limite où la variation de température à l'intérieur des modules n'est que de quelques degrés (5°C semblent être un maximum pour des temps de vol courts comme ceux des fusées) il est possible d'obtenir l'amplitude de la fondamentale à mieux de 0,5 dB ce qui est suffisant comme précision.

Les filtres LC utilisés pour le filtrage de la fondamentale, ont un coefficient de surtension de 30, ce qui permet de rejeter les harmoniques impairs à plus de 40 dB.

Atténuateur 20 dB

L'atténuation de 20 dB, entre les deux niveaux de chaque fréquence d'étalonnage, est obtenue au moyen d'un atténuateur contrôlé par la logique de programmation. L'atténuation est réalisée au moyen d'un transistor commandé par sa base et jouant le rôle de résistance variable.

Logique de programmation

La logique de programmation est réalisée à l'aide de bascules synchronisées par une impulsion d'unijonction de période 2 secondes.

Les bascules ont été triées de manière à ne réaliser l'ensemble logique qu'avec des éléments de déclenchement sûr, sans présenter une trop grande susceptibilité aux parasites.

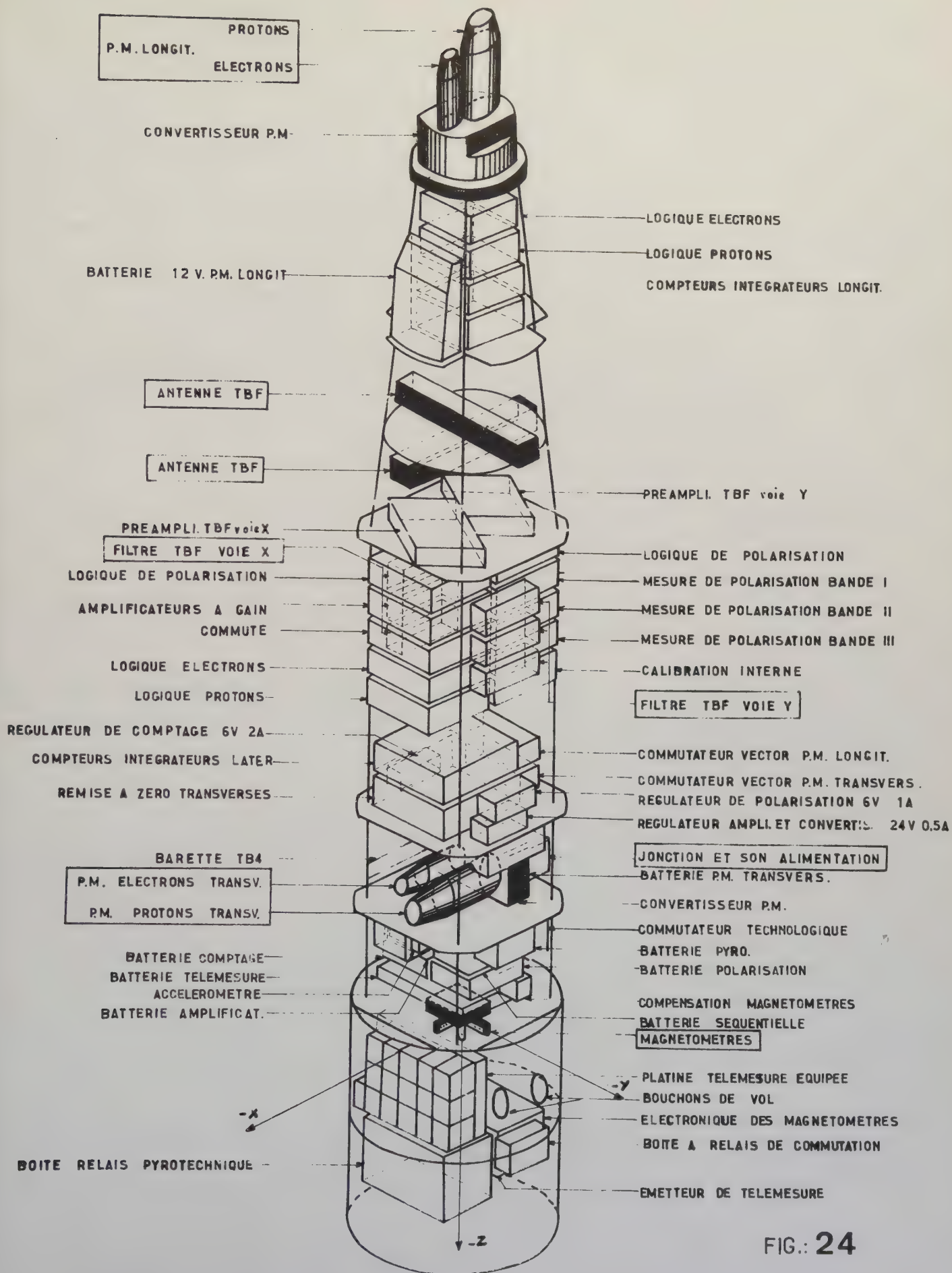


FIG.: 24

III - REALISATION PRATIQUE

3.1. - Constitution de la pointe scientifique

La réalisation pratique de l'expérience comporte trois domaines de travail que l'on peut énumérer comme suit :

- une partie purement mécanique, dont la réalisation fut confiée à la Société MATRA, qui comporte :

- la structure même à la pointe, les systèmes de suspension et de fixation ainsi que les systèmes pyrotechniques d'éjection de yoyo, coiffe et ceinture, dont les rôles respectifs étaient de réduire le spin de l'engin et dégager les angles de visée des appareils scientifiques.

- une partie comprenant les éléments de servitude :

- capteur de pression, magnétomètre, contrôles internes, émetteur de télé-mesure, dont la mise en oeuvre a été réalisée par le Centre National d'Etudes Spatiales (C.N.E.S.) et la Société MATRA.

- les équipements scientifiques conçus et mis au point par le Groupe de Recherches Ionosphériques (G.R.I.), dont la réalisation a été confiée à la Compagnie de Signaux et Entreprises Electriques (C.S.E.E.).

3.2. - Disposition d'ensemble

L'ensemble des équipements destiné à remplir l'objectif scientifique fut monté sur une pointe de fusée-sonde DRAGON IIB, construite par la Société SUD-AVIATION.

Le nombre de fusées réalisées fut de trois. Chacune d'entre elles fut tirée dans un phénomène de structure différente des deux autres. A cet effet, les trois engins reçurent de légères modifications, soit de sensibilité de mesure, soit d'angle de visée, de manière à mieux adapter les équipements scientifiques aux phénomènes à étudier.

La figure 24 montre la répartition des différents éléments de l'expérience au sein de la pointe.

Le nombre de modules d'équipements et leur dimensionnement, joints aux problèmes de cohabitation, ont conduit à définir des pointes scientifiques relativement longues et délicates à équilibrer, compte tenu des conditions de centrage draconniennes des fusées DRAGON.

La longueur de la pointe fut de 1,734 mètres, son poids de 77,750 kg sans lest. L'éloignement des capteurs TBF d'au moins 120 mm de toute masse métallique, a fait en sorte que, le devis de centrage de la pointe fut fortement pénalisé par le poids de l'électronique située en-dessous des antennes et de ce fait sous le centre de gravité situé à 0,958 m de l'extrémité théorique de la pointe.

Le contrepoids nécessaire à l'équilibrage de la pointe dut être conséquent, ce qui rendit difficile la réalisation des conditions de tir désirées, notamment en ce qui concerne l'altitude de culmination. Il fut alors envisagé d'utiliser de nouveau propulseur à carburant enrichi. Les courbes de centrage s'en trouvèrent à nouveau modifiées. Le contrepoids fut porté à 20 kg au lieu de 9,4 initialement, mais

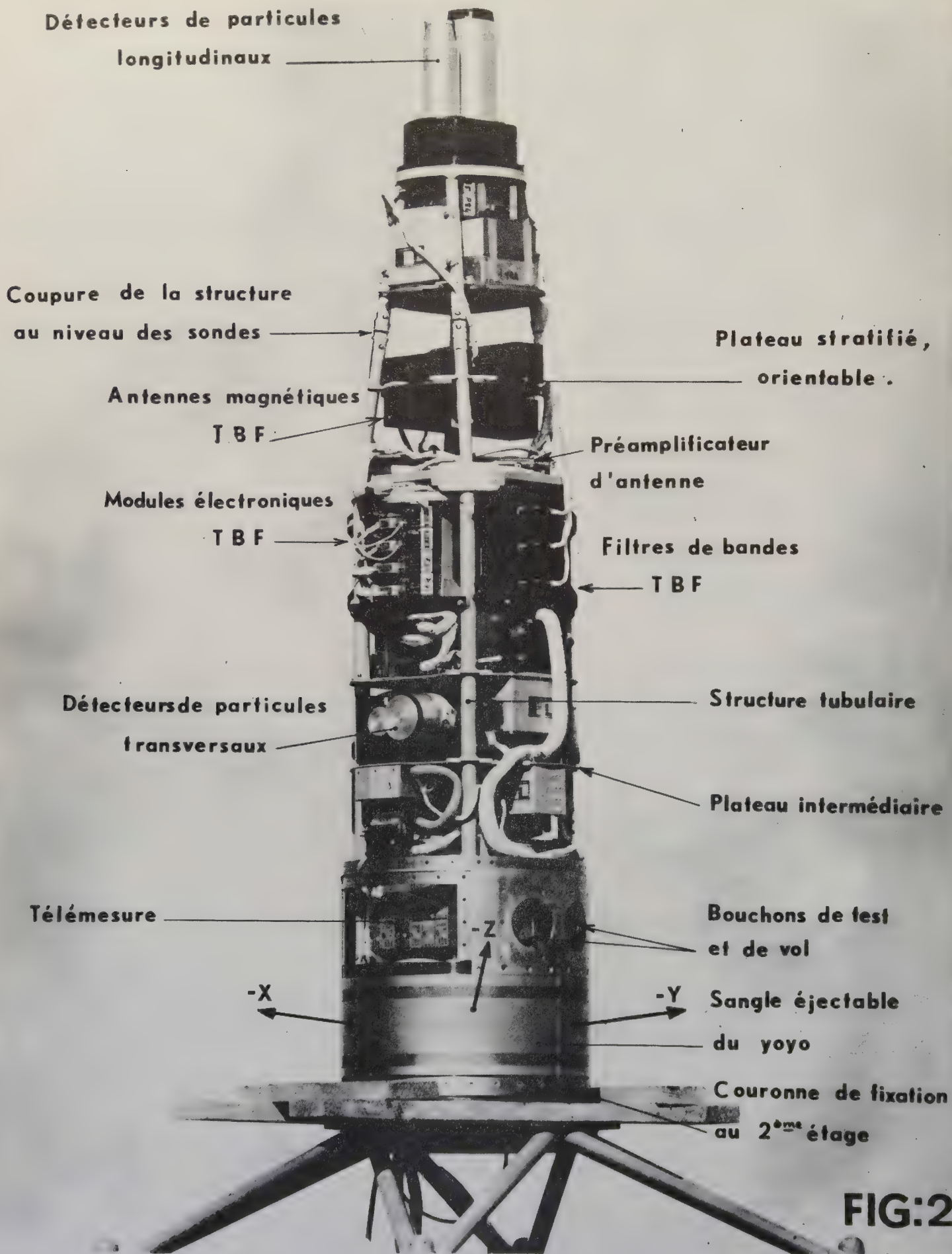


FIG:25

3.3. - Structure

3.3.1. - Bâti

La structure est composée d'un bâti tubulaire à quatre poutres porteuses de huit plateaux intermédiaires rigidement fixés à celles-ci (voir photo 25).

3.3.2. - Revêtement cylindrique

L'ensemble est entièrement suspendu et contenu à l'intérieur d'un revêtement cylindrique en acier inox et d'un radome conique de 6 mm en fibre de verre stratifiée, placé au niveau des antennes TBF.

L'amortissement des vibrations, tant longitudinales que transversales, est assuré par quatre éléments amortisseurs en élastomère assurant la liaison de l'ensemble au corps du propulseur du second étage.

La rigidité transversale est uniquement assurée par la peau solidement fixée au corps du propulseur. L'amortissement des mouvements transversaux de la structure à l'intérieur de la peau est assuré au moyen d'une garniture en élastomère du cadre intermédiaire du bâti.

L'extrémité de la pointe est équipée du contre-poids éjectable. Il est en inermet de densité = 18.

Le radome en fibre de verre dont la carbonisation en surface, en cours de vol, aurait été préjudiciable pour le niveau du champ mesuré en son centre, a fait l'objet d'une étude particulière.

Un essai d'échauffement du radome à une température voisine de 800° n'a conduit à aucun effet dans la mesure où celui-ci n'est pas recouvert d'une peinture susceptible de se carboniser.

La résistance linéaire demeure encore supérieure à 10 MΩ/cm après échauffement.

3.3.3. - Systèmes largables

La structure comporte un système d'éjection des sangles latérales et de la partie avant constituée par le lest, afin de dégager les angles de visée des détecteurs de particules.

Le ralentissement de la vitesse de roulis est provoqué par la libération d'un yoyo situé à la base de la pointe. La vitesse de roulis est alors ramenée de 6 t/sec à 1,2 t/sec. Ce ralentissement était imposé par la résolution en angle du système de détection de particules.

3.4. - Equipements de servitude

Ces équipements comprennent :

- d'une part, ceux destinés à la restitution de trajectoire et d'attitude qui sont :

a) un magnétomètre à double sensibilité

axe OX = $\pm$ 150 mG

axe OY = $\pm$ 150 mG

axe OZ = $\pm$ 500 mG

- b) un senseur solaire
- c) un capteur de pression longitudinale

- d'autre part, ceux destinés à la transmission de données et à l'alimentation en énergie des équipements scientifiques qui sont :

- a) la télémesure
- b) les batteries Cd. Ni et les régulateurs de tension
- c) la chaîne séquentielle d'ordres

Les tableaux ci-après donnent la répartition des sources d'énergie ainsi que leurs caractéristiques, la séquence d'ordre, et le plan de télémesure IRIG adopté.

La répartition des équipements de servitude est visible sur la photo 25.

Equipements	Tension	Capacité	Type
Amplification TBF	29 V	280 mA.H	24 éléments VB 25
Mesure de polarisation, bruits intégrés	8,4	1 A.H	7 éléments VR 1
Mesure de polarisation, bruits intégrés	- 6	100 mA.H	5 éléments VB 10
Convertisseur THT	12 V	1 A.H	10 éléments VR 1
Comptage	8,4	1,6 A.H	7 éléments VR 16
Systèmes pyrotechniques	6	100 mA.H	5 éléments VB 10
Télémesure	30 V	1 A.H	26 éléments VR 1

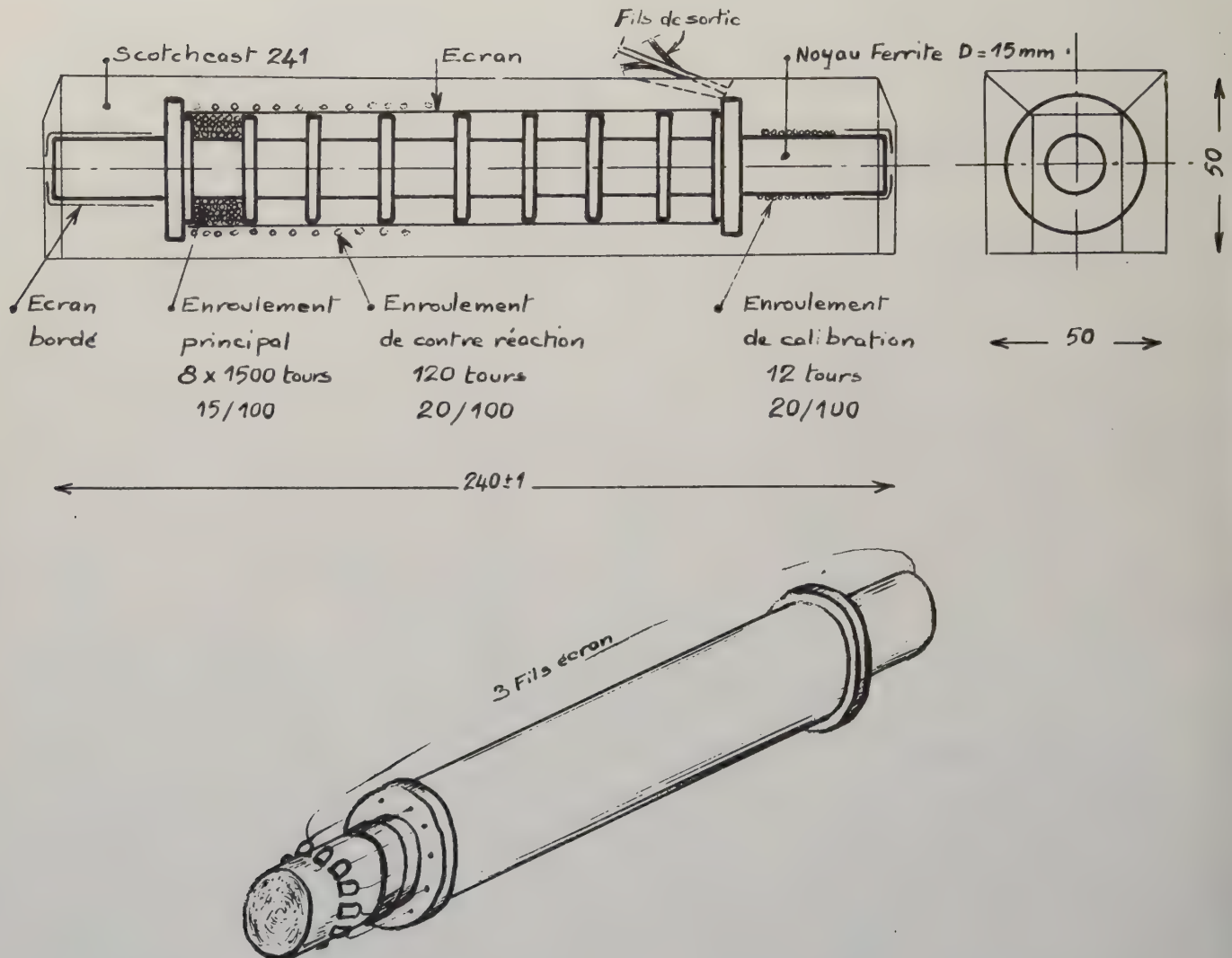
Autonomie de fonctionnement = 4 fois la durée de vol soit 1 H

Toutes les batteries sont au cadmium - nickel, construites par la S.A.F.T.

Ho		Top feu
Ho + 50 sec	ordre 1	Largage coiffe et ceintures
Ho + 52 sec	ordre 2	Largage yoyo, arrêt de la calibration automatique
Ho + 550 sec	ordre 3	Remise en route de la calibration automatique

Voie	Fréquences			Affectation
	Minimum	Centrale	Maximum	
5	1002	1300	1398	Bruit 1
6	1572	1700	1828	Bruit II
7	2127	2300	2473	Bruit III
8	2775	3000	3225	Magnéto Voie X
9	3607	3900	4193	Magnéto Voie Y
10	4995	5400	5805	Magnéto Voie Z
11	6799	7350	7901	Senseur solaire Soleil = F max
17	9712	10500	11288	Commutateur technologique
				PLOT 1 - OV Ref.
				2 - Polar I
				3 - Polar II
				4 - 24 V Ampli
				5 - 6 V Polar
				6 - 6 V Polar
				7 - 6 V Polar
				8 - 30 V TM
				9 - 30 V Séqu.
				10 - Accéléro
				11 - P. 1er étage
				12 - Magnéto X
				13 - Magnéto Y
				14 - Polar III
				15 - Gain voie X
				16 - Gain voie Y
				17 - N° Canal mesure
				18 - Pyro I
				19 - Pyro 2
				20 - Coiffe
				21 - Ceinture P.M.
				22 - Ceinture yoyo
				23 - Yoyo
				24 - Accéléro
				25 - P. 2ème étage
				26 - Magnéto X
				27 - Magnéto Y
				28 - Magnéto Z

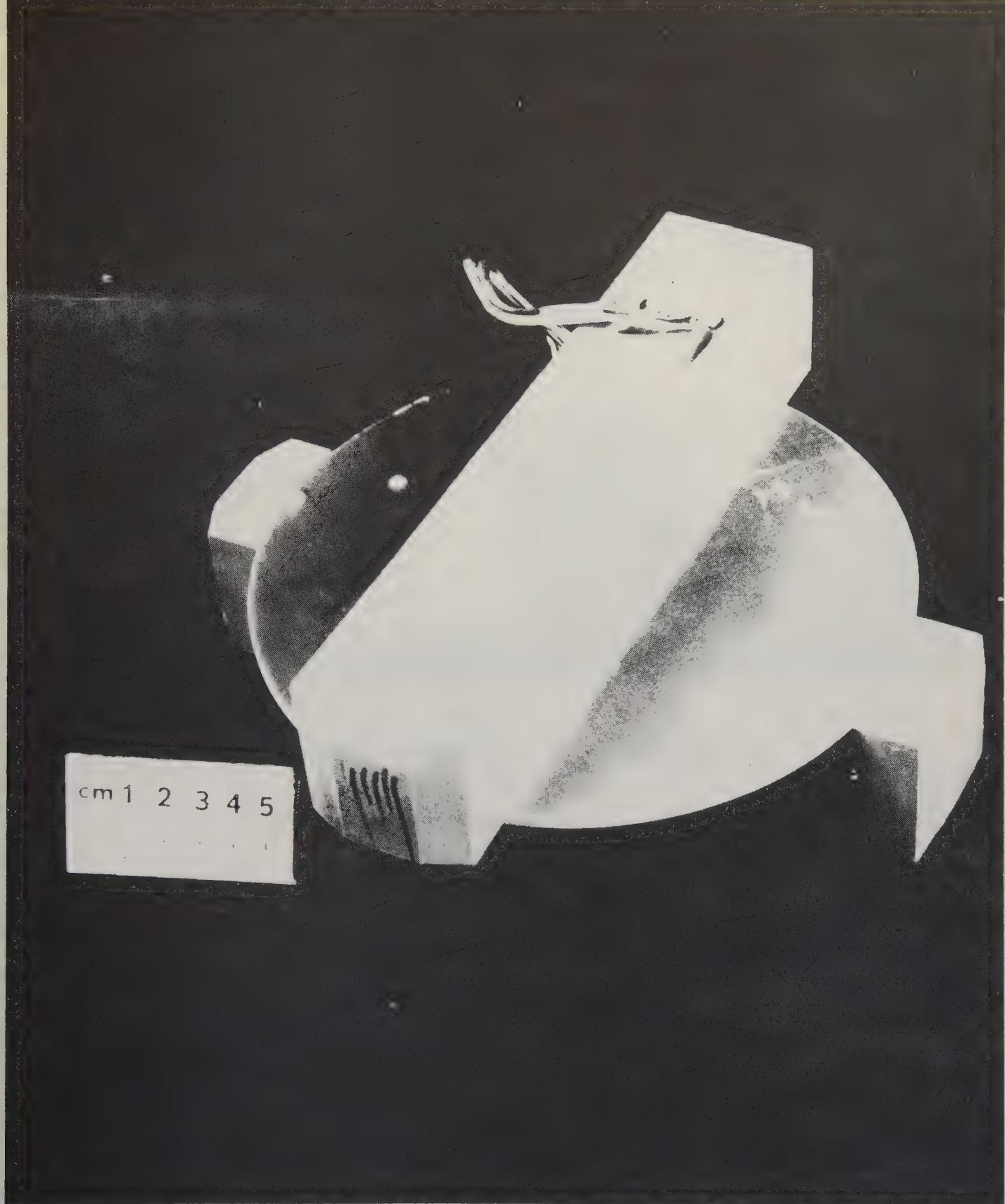
CAPTEUR MAGNETIQUE TBF



L'enroulement principal est imprégné au Scotchcast 235

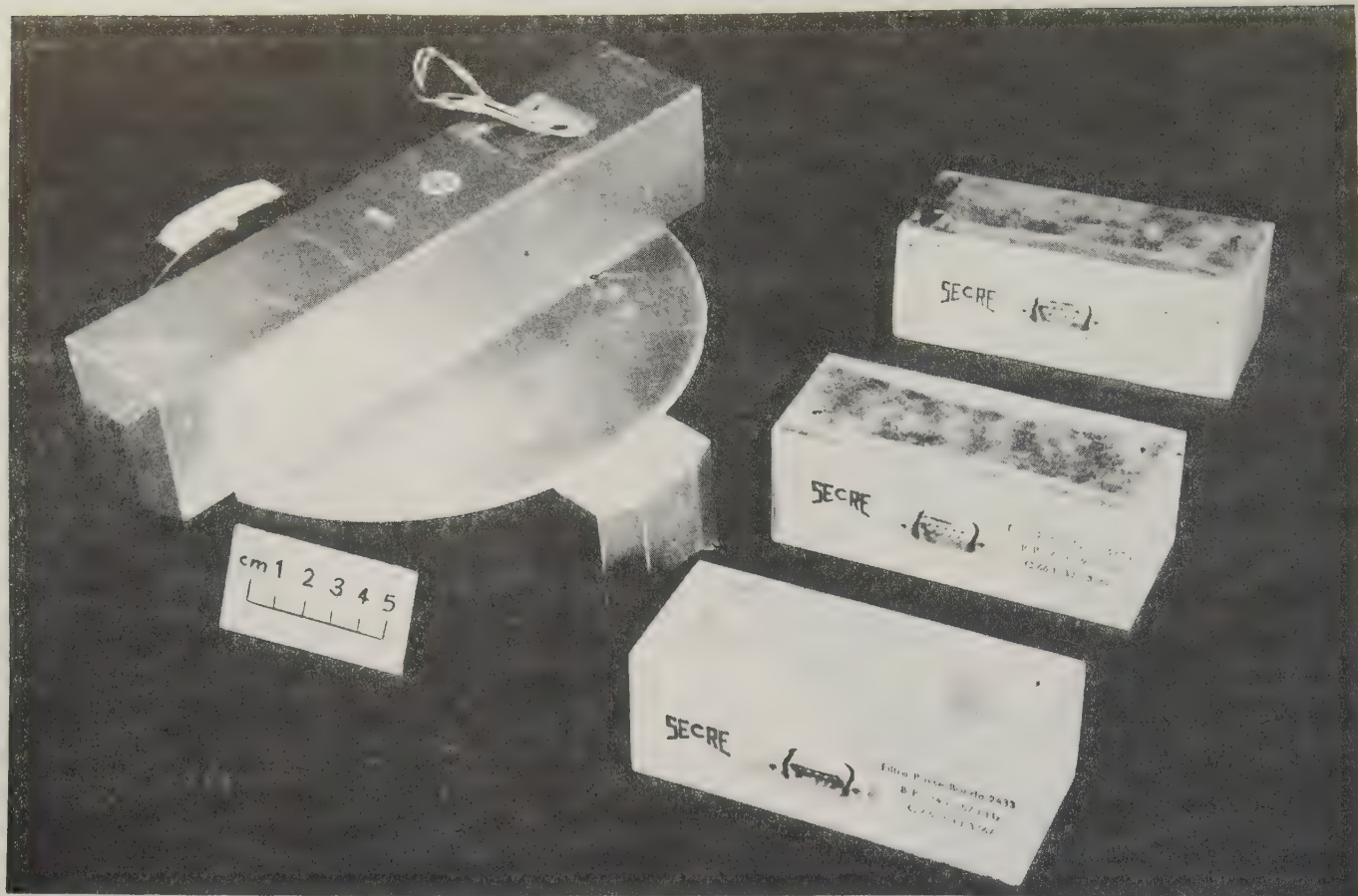
Le poids de la sonde est de 800 grammes.

FIG : 26

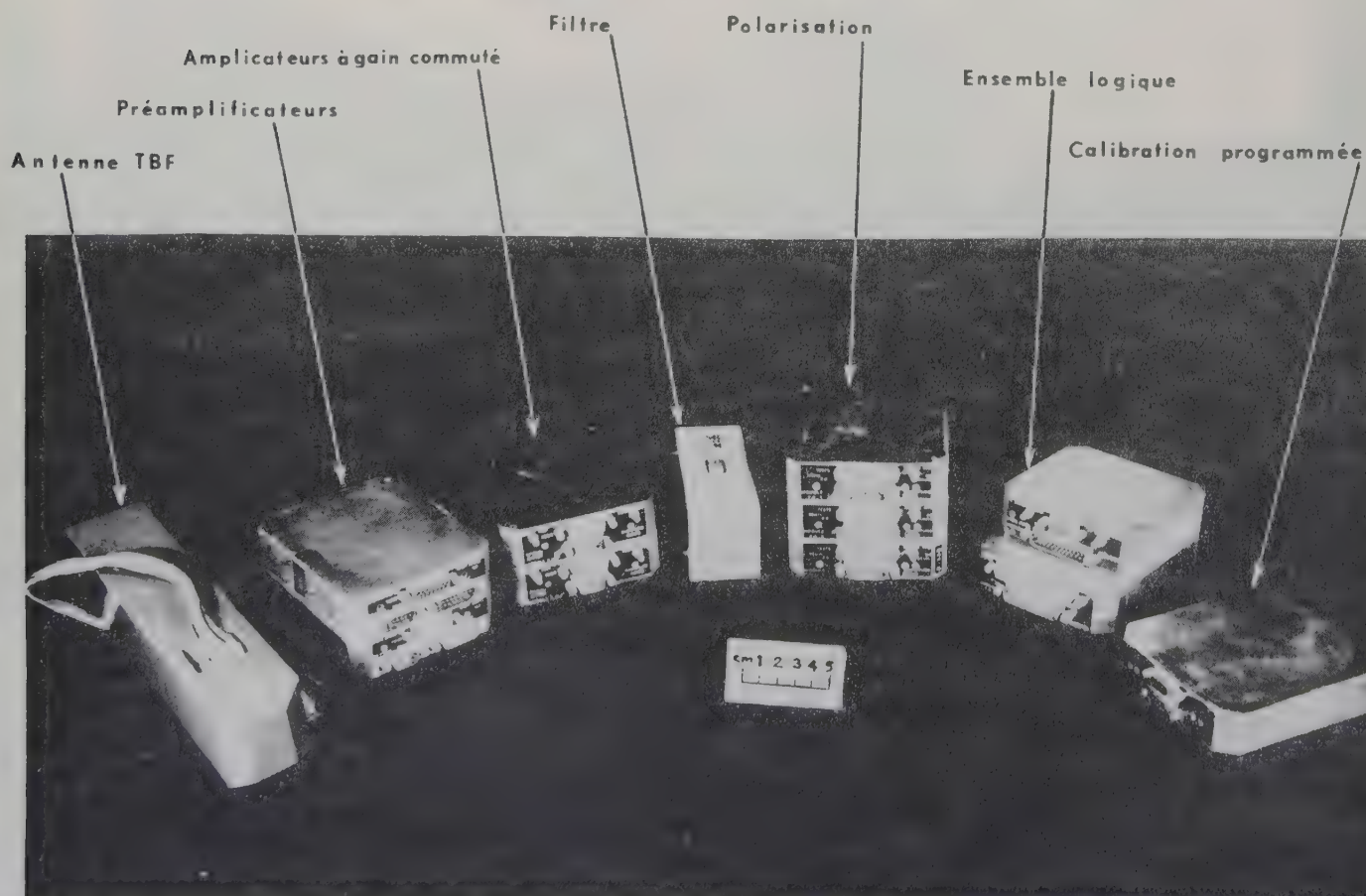


SONDES MAGNÉTIQUES T.B.F. (0,1 - 6kHz)
MONTÉES SUR PLATEAU EN STRATIFIÉ .

ANTENNES ET FILTRES TBF



ENSEMBLE DE MESURE TBF



3.5. - Equipements scientifiques

3.5.1. - Réalisation de la sonde

- mode de bobinage : Initialement réalisé en galettes indépendantes, l'enroulement a été finalement bobiné directement sur le barreau magnétique, en 8 éléments séparés par des joues en bakélite. (voir planche 26 et photo 27).

Ce changement de technique adopté en cours d'étude (compte tenu des possibilités des machines à bobiner sur matériau fragile tel que la ferrite) a permis :

- d'augmenter la sensibilité de la sonde, du fait de la diminution de la distance entre le noyau et le bobinage ;
- de réduire l'encombrement et le poids.

Les fils de retour de masse de chaque bobinage furent différenciés jusqu'à l'entrée même des préamplificateurs afin d'éviter tout couplage entre circuits. La totalité des fils de raccordement fut blindée par une seule gaine.

- enrobage : le barreau magnétique et les bobinages sont imprégnés dans du Scotchcast 241 et 235 de densité relativement élevée. Le rôle essentiel de l'enrobant est de précontraindre fortement le barreau de ferrite afin d'éviter la formation d'entrefers importants qui seraient dus aux chocs et aux vibrations auxquels sont soumises les sondes.

L'écart d'orthogonalité des antennes influant directement sur la valeur de la phase mesurée, nous avons respecté, au montage, un alignement de la sonde dans son moulage meilleur qu'un degré.

- caractéristiques mécaniques

- dimensions : 240 x 50 x 50 mm
- poids : 800 grammes

La réalisation délicate de la sonde a été confiée à la Société TESA.

3.5.2. - Modules

3.5.2.1. - Présentation et réalisation

Hormis les éléments capteurs comme les antennes TBF et les compteurs de particules, tous les équipements scientifiques ont été réalisés sous forme modulaire, de dimensions et formes standardisées (Constructeur : Compagnie de Signaux et Entreprises Electriques).

Les modules électroniques sont réalisés sous forme d'un boîtier en laiton de 25/100 d'épaisseur et de dimensions :

120 x 100 x 28 mm

ou

160 x 100 x 40 mm

Les modules sont équipés sur la face avant :

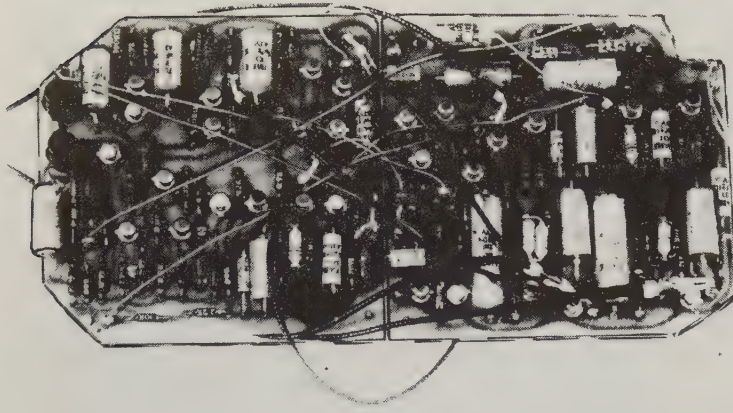
- d'une prise d'interconnexion type "CANON"
- d'une prise test type "CANON"
- d'une ou plusieurs prises coaxiales type "ATI" pour la ou les sorties d'informations vers la télémessure.

La face avant comporte également l'accès à tous les réglages potentiométriques (voir photo 28).

CÂBLAGE A PLAT

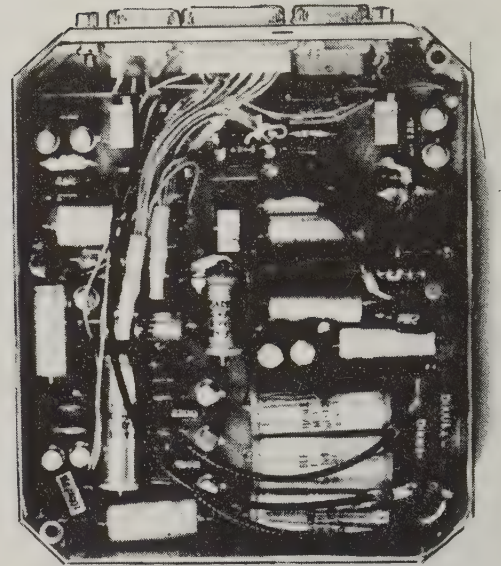
Câblage double face (déplié) .

Module "AMP"



Simple face

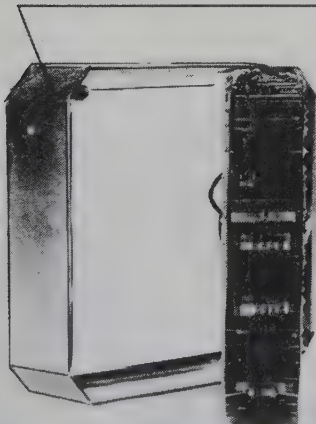
Module "PADAL"



CÂBLAGE EN "FAGOT"

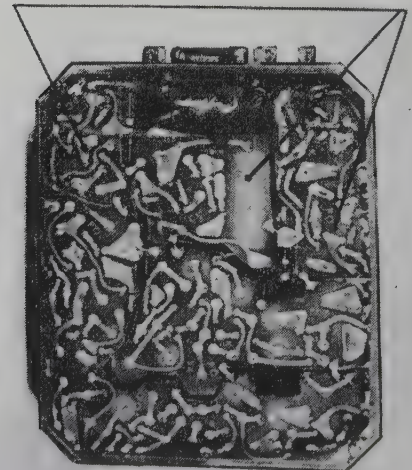
Module "LPBCD"

enceinte en laiton



Module "PO"

modules élémentaires



L'électronique par elle-même est réalisée soit en "fagot" (voir photo 29) soit en câblage à plat (voir photo 29) suivant la densité des composants à implanter au sein du module.

3.5.2.2. - Tri des éléments

Tous les éléments actifs (transistors planars ou à effet de champ, diodes) utilisés pour la réalisation des modules ou faisant partie des lots de rechange ont fait l'objet d'un tri de leurs caractéristiques afin :

- d'augmenter la fiabilité ;
- de n'apporter que peu de modifications aux réglages analogiques en cas de changement d'éléments.

La majeure partie d'entre eux a subi à la C.S.E.E. un cycle de vieillissement passif à raison de 5 cycles de 9 heures entre - 25 et 125°C ; (2 heures à - 25°C et 4 heures à + 125°C par cycle).

Le tableau suivant donne un exemple de conditions de tri effectué sur les transistors planars.

	h_{21e}		V_{BE}	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
2 N 914	$V_{CE} = 2V$ $I_c = 10 \text{ mA}$ Impulsion 300 μsec f de f 1 % 90 120		$I_B = 1 \text{ mA}$	$I_c = 10 \text{ mA}$
			0,70	0,75
2 N 2222	$V_{CE} = 3V$ $I_c = 10 \text{ mA}$ Impulsion 300 μsec f de f 1 % 140 170		$I_B = 1 \text{ mA}$	$I_c = 10 \text{ mA}$
			0,86	0,90
2 N 2907 A	$V_{CE} = 3V$ $I_c = 10 \text{ mA}$ Impulsion 300 μsec f de f 1 % 140 170		$I_B = 1 \text{ mA}$	$I_c = 10 \text{ mA}$
			0,9	1,0

3.6. - Essais d'ambiance

3.6.1. - Essais en température des équipements

Les conditions d'ambiance retenues pour l'étude des circuits électroniques et appliquées au matériel lors des essais de recette ont été les suivantes :

- Température minimale : - 20°C
- Température maximale : + 50°C
- Degré d'humidité relatif : normal

Bien que la température à bord de l'engin ne varie que de quelques degrés en cours de vol par rapport au sol (environ 10°C au sol, à Kerguelen), ce sont des

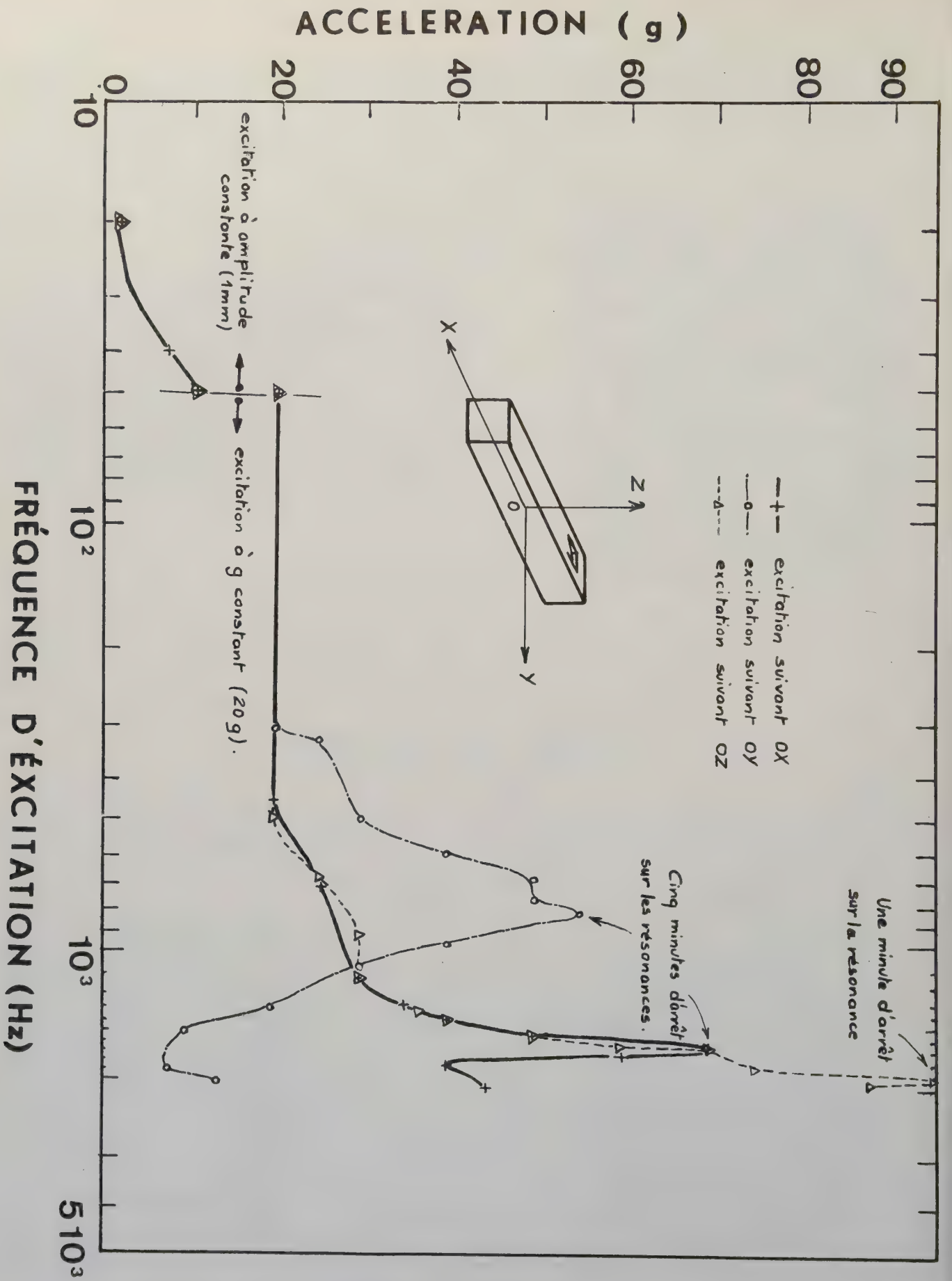


FIG:30

considérations de stockage, soit à bord du bateau, soit sur le champ de tir, qui nous ont conduits à observer les plages de fonctionnement ci-dessus, bien que les normes de qualification du C.N.E.S. (+ 2C°, + 40C°) soient moins sévères.

3.6.2. - Essais en vibration des équipements

Les normes de vibrations appliquées à chaque module, afin d'en déterminer les points faibles avant leur montage sur la structure, furent les suivantes :

Axe	Fréquences (Hz)	Vitesse de balayage	Niveau d'accélération 0 à crête ou déplacement crête à crête
Z Z'	10 à 35	2 oct/min	1,5 mm
	35 à 90	2 oct/min	10 g
	90 à 500	2 oct/min	20 g
	500 à 2000	2 oct/min	15 g
Y Y'	10 à 35	2 oct/min	0,75 mm
X X'	35 à 90	2 oct/min	5,0 g
	90 à 500	2 oct/min	10 g
	500 à 2000	2 oct/min	8 g

Ces normes sont plus sévères que celles imposées par le C.N.E.S. pour la réception d'une pointe équipée et mentionnées au paragraphe 3.6.3. Mais il faut tenir compte du fait que la structure possède certaines fréquences de résonance et que, par suite des surtensions, les vibrations au niveau des modules peuvent être bien supérieures aux vibrations imposées à la base de la pointe.

Le rapport d'essais qui fait l'objet de la planche 30 concerne les essais de vibration effectués sur les capteurs magnétiques T.B.F. La tenue aux vibrations des capteurs TBF étant primordiale, nous avons appliqué à ces derniers, des normes légèrement supérieures aux fréquences basses (fréquences de vibrations des engins) et aux fréquences hautes (résonance de la sonde).

Certains équipements comme les circuits oscillants entrant dans la réalisation du module de calibration programmée, ont fait l'objet d'essais de cisaillement des fils de connexion. Essais qui ont permis de définir avec certitude leur mode de fixation.

La bonne conception des modules d'électronique ainsi que les nombreux essais en vibration effectués au préalable sur chaque élément, ont permis à ceux-ci de supporter les essais de qualification sans aucune panne ni défectuosité.

3.6.3. - Essais de qualification des modèles de vol

- en température

Les têtes de vol ont subi une épreuve de température à + 2°C (durée 1h 30) puis + 40°C (durée 1h 30).

- en vibration

Axe	Fréquences (Hz)	Vitesse de balayage	Niveau d'accélération 0 à crête ou déplacement crête à crête
Z Z'	10 à 35	2 oct/min	1 mm
	30 à 90	2 oct/min	6 g
	90 à 500	2 oct/min	12 g
	500 à 2000	2 oct/min	8 g
Y Y'	10 à 35	2 oct/min	0,75 mm
	30 à 90	2 oct/min	3 g
	90 à 500	2 oct/min	6 g
	500 à 2000	2 oct/min	5 g

- vide

Les essais ont été effectués dans le simulateur spatial SEAVOM à la SOPEMEA (Bretigny).

La mise sous tension des équipements avec enregistrement et déroulement de la chaîne séquentielle ont été effectués à :

$$10^{-4} \text{ mm Hg.}$$

IV - INTEGRATION TBF

4.1. - Généralités

Nous inclurons dans les essais d'intégration TBF relatifs à notre expérience, non seulement ceux effectués sur la maquette et les modèles de vol, mais tous ceux effectués antérieurement avec les autres équipements scientifiques ou techniques de la pointe ; ce sont principalement ces derniers essais qui nous ont permis de définir avec précision les conditions impératives de cohabitation en un temps suffisamment tôt pour permettre la réalisation d'une structure qui réduise au maximum les interférences.

L'optique continue des essais d'intégration a été de s'assurer de la faisabilité de notre expérience, notamment en ce qui concerne la sensibilité de mesure escomptée et les distorsions d'amplitude et de phase apportées par les appareillages environnants.

Dès nos premières réalisations (en l'occurrence les premiers capteurs TBF), nous nous sommes intéressés à mettre en évidence les problèmes de cohabitation avec tous les éléments susceptibles d'être placés à l'intérieur de notre fusée.

A cet effet, avant même que nous ayons défini avec précision le type d'équipement entrant dans la constitution des fusées, nous avons réalisé de multiples essais avec les équipements standards dont nous pouvions disposer. C'est ainsi que nous avons pu nous procurer tous les types de commutateurs électroniques existants et effectuer avec ceux-ci des essais systématiques définissant les conditions d'emploi de chacun d'entre eux, dans le cas où nous serions conduits à utiliser tel modèle ou tel autre.

Les premiers essais de cohabitation furent réalisés dès 1966, les derniers furent ceux réalisés à Kerguelen sur les modèles de vol eux-mêmes.

Le temps imparti aux essais d'intégration n'a pas été mésestimé compte tenu de l'impératif que représentait celui d'être en mesure de détecter, sur les trois engins, des signaux TBF dont le niveau était conforme à celui mentionné dans la définition scientifique, faute de quoi l'expérience perdrait sa raison d'être.

En réalité notre tâche n'a pas été facilitée, de par la diversité des équipements de servitude de la pointe, dont les rayonnements multiples furent difficiles à maîtriser individuellement, et à cause de la structure complexe de la pointe elle-même (bâti ou câblage). La mesure de sensibilité de nos équipements n'a pu être effectuée correctement qu'après la réalisation d'une base de calibration TBF implantée à Chambon-la-Forêt, dans un site non perturbé par les parasites industriels.

Nous inclurons donc dans nos essais d'intégration, l'étude et la réalisation de cet ensemble de calibration conçu aux fins de notre expérience, dont le rôle fut prépondérant.

Le contrôle de la valeur absolue du champ émis, ainsi que les caractéristiques géométriques de la répartition du champ, ont fait l'objet de nombreuses vérifications de caractères volontairement différents, dont les résultats concordants

ont permis d'être certain de la valeur intrinsèque des champs TBF émis.

L'intégration TBF qui fait l'objet de ce paragraphe comporte donc :

- la résolution des problèmes de câblage et de blindage ;
- les essais préliminaires de cohabitation et proximité, ainsi que les résultats obtenus sur les pointes ;
- la calibration TBF externe.

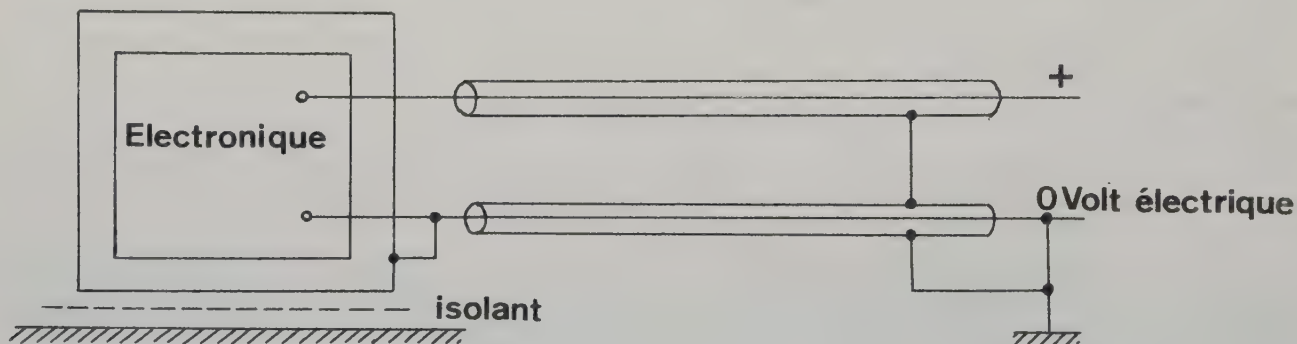
4.2. - Câblage et blindages

Les difficultés rencontrées lors de la réalisation et la mise en oeuvre de la maquette ont permis d'établir un mode de câblage et une répartition des blindages qui furent imposés et respectés sur les modèles de vol.

L'interconnexion de tous les modules électroniques a été réalisée en totalité en fil blindé. Les blindages d'un même toron étaient interconnectés en un seul point et mis à la masse en un point déterminé expérimentalement.

La principale difficulté rencontrée lors de l'intégration de la pointe a été de résoudre tous les problèmes de blindage plus ou moins defectueux en évitant entre autre, les boucles de câblage et les lignes de courant. A ce propos, le zéro volt électrique de chaque module fut ramené au zéro volt général.

D'autre part, chaque module comportait une ceinture extérieure en tôle de laiton soudée avec couvercle et fond. L'ensemble constituait le boîtier de blindage mis individuellement à la masse par le zéro volt électrique de chaque module (soit par cosse extérieure ou par le brochage). Chaque module était isolé du module voisin et de la structure engin au moyen de feuilles de prespahn de 2/10.



Bien qu'avertis des difficultés que nous allions rencontrer afin de s'affranchir des problèmes de blindage defectueux ou inefficaces, le travail entrepris n'a nullement été facilité par les problèmes de proximité et de cohabitation entre l'ensemble TBF, les chaînes de comptage de particules, la télémesure et les commutateurs électroniques.

4.3. - Cohabitation et proximités

Les critères d'implantation et de répartition des éléments dans la pointe ont été établis à partir des mesures préliminaires destinées à s'assurer de la cohabitation de l'ensemble TBF avec les autres équipements.

Les mesures ont porté sur les points suivants :

- cohabitation avec l'émetteur de télémesure

- cohabitation avec les convertisseurs THT
- cohabitation avec les commutateurs de télémessure

D'autre part, les essais de proximité ont porté sur les points suivants :

- proximité des capteurs TBF avec la structure
- proximité avec les lignes de remise à zéro des circuits de mesure

L'étude systématique de ces cinq points a permis d'établir le cahier des charges soumis aux différents constructeurs contactés pour la réalisation de la pointe.

4.3.1. - Essais de cohabitation

a) Télémessure, antennes TBF

Les essais préliminaires effectués à l'aide d'un propulseur de fusée Dragon, ont montré que la perturbation de l'ensemble TBF par l'émetteur de télémessure est d'autant plus faible que l'adaptation entre les antennes d'émission et l'émetteur est mieux satisfaite ($TOS < 1,1$).

Ces essais ont montré par ailleurs :

- qu'une distance minimum de 1,20 m entre les antennes de télémessure et les antennes TBF était nécessaire ;
- qu'il fallait interposer des écrans entre l'émetteur de télémessure et les antennes TBF (écrans magnétiques ou non)

La condition d'éloignement de l'émetteur ayant été respectée ainsi que son adaptation aux aériens, nous n'avons pas noté de gêne notable due à l'émission VHF par elle-même.

Toutefois, il n'en a pas été de même des modulateurs de sous-porteuses dont le rayonnement direct sur les antennes TBF entraînait l'apparition de raies parasites correspondant aux fréquences centrales des modulateurs.

Une étude approfondie de la composition intrinsèque du bruit, observé en sortie des chaînes d'amplification TBF, a permis de chiffrer le niveau des raies parasites des sous-porteuses et de leur produit d'intermodulation.

Ces niveaux étaient équivalents à $3,8 \cdot 10^{-4} \gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que la sensibilité des récepteurs TBF.

Bien que gênantes, ces raies parasites ont une fréquence fixe et connue ce qui permettait d'entrevoir un système de dépouillement les excluant des signaux TBF reçus.

En fait, les niveaux TBF reçus ayant été nettement supérieurs aux seuils de mesure, il n'y a pas lieu d'appliquer ce procédé.

b) Convertisseur très haute-tension - antennes

L'étude de la cohabitation convertisseurs-antennes a montré que les convertisseurs THT devaient être simplement blindés avec une seule ceinture en laiton. Le champ rayonné est alors inférieur à 2 mV_{cc} à 20 cm dans la bande de mesure. Ces fréquences de travail des convertisseurs furent suffisamment élevées afin d'éviter que les premiers produits d'intermodulations avec les fréquences des sous-porteuses soient situés dans la bande de mesure TBF

- convertisseur longitudinal : 100 kHz
- convertisseur transversal : 60 kHz

c) commutateurs de télémessure - antennes

Les premiers essais de cohabitation effectués avec les commutateurs de télémessure ont permis d'éliminer d'office les commutateurs mécaniques au profit des commutateurs électroniques dont le rayonnement est moindre.

Toutefois, nous avons constaté avec ces derniers, des directions de rayonnement privilégiées qui nous ont conduits à monter les capteurs TBF sur un plateau tournant centré sur l'axe engin, permettant ainsi de les positionner dans la direction de moindre rayonnement. Malgré cela, les commutateurs devaient être placés à plus de 50 cm du plateau porte-antennes.

Les essais du prototype ont amené à changer plusieurs fois le type des commutateurs de 30 plots et à abaisser leur cadence à 2,5 tours/sec. de manière à placer la fréquence de l'horloge interne (75 Hz) hors de la bande de réception.

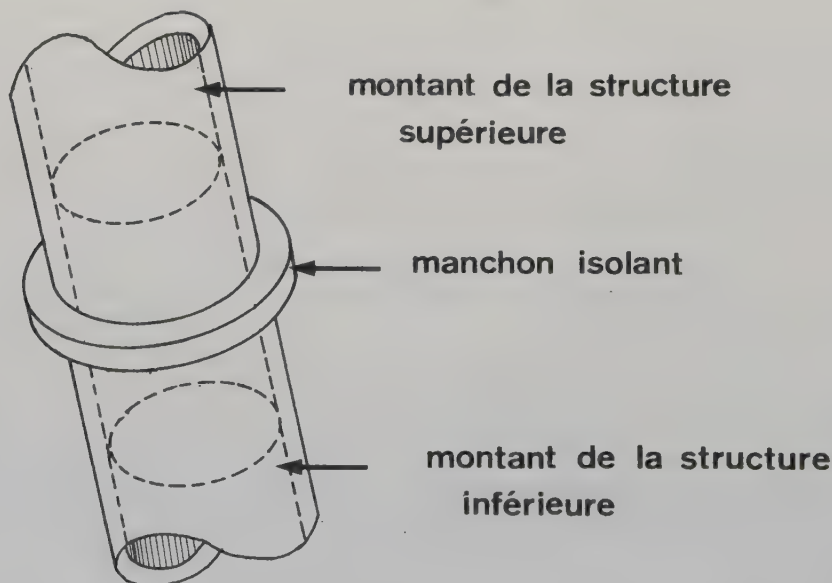
Le blindage des commutateurs au moyen d'enceintes en fer doux ou en métal n'a apporté aucune amélioration sensible sur le rayonnement des transitoires de commutation et celui de l'impulsion de synchronisation.

4.3.2. - Essais de proximité

Proximité avec structure : Les essais de proximité des capteurs avec la structure ont conduit à deux résultats :

- d'une part éloigner les capteurs de 12 cm de toute masse métallique de manière à ne pas perturber la distribution du champ dans leur voisinage (sinon les mesures de polarisation sont faussées) ;

- "couper" électriquement la structure au niveau des capteurs au moyen de manchons isolants.



Cette modification a pour effet d'éviter la formation par la structure de boucles métalliques autour des capteurs qui absorbent une partie du signal, la perte de champ due à une structure non coupée est d'environ 6 dB. (Valeur mesurée à Chambon-la-Forêt).

4.4. - Calibration TBF externe

4.4.1. - Généralités, description de la base

La calibration des récepteurs TBF montés au sein de la structure a été effectuée dans l'enceinte de l'Observatoire de Chambon-la-Forêt situé à proximité d'Orléans (Photo 31).

Ce lieu d'essais a été choisi en raison des faibles niveaux de bruits parasites industriels que l'on y trouve, ainsi que pour son éloignement de toute cause perturbatrice..

La base de calibration est constituée de quatre antennes à boucles, placées en quadrature, de manière à engendrer au centre d'entre elles, deux composantes magnétiques d'amplitude H_x et H_y dans le plan XY des capteurs TBF.

La source d'énergie TBF est constituée :

- par deux amplificateurs de puissance, alimentant directement les antennes de calibration (la figure 32 donne la courbe de réponse de l'ensemble de calibration).

- d'un déphaseur permettant de réaliser au centre des quatre antennes, soit un champ tournant, soit un champ elliptique de polarisation droite ou gauche.

Les mesures de calibration des récepteurs TBF ont toujours été effectuées avec mise sous tension de tous les équipements scientifiques et de servitude des pointes.

Le récepteur de télé mesure était situé à plus de 200 mètres de la base de calibration afin de ne pas perturber les essais par le fonctionnement des commutatrices tournantes.

4.4.2. - Antennes de calibration

Le but recherché lors de la conception des antennes a été de réaliser à l'emplacement de calibration :

- le champ le plus uniforme possible, en amplitude,
- un champ dont la phase est contrôlable dans toute la bande de mesure.

Ces conditions sont liées à deux exigences :

- concevoir des antennes de grandes dimensions pour obtenir un champ homogène dans un volume assez grand au voisinage de l'antenne,
- rejeter la fréquence de résonance des antennes hors de la bande de mesure.

Calcul du champ rayonné

Le champ élémentaire rayonné à une distance d par un élément de longueur dl parcouru par un courant I est :

$$dH = \frac{1}{4\pi} \frac{Idl}{d^2}$$

Le champ total rayonné par N spires est :

$$H = \frac{NIS}{2\pi d^3} \quad (\text{At/m})$$

INTEGRATION



FIG : 31

BANDE PASSANTE DE CALIBRATION EXTERNE

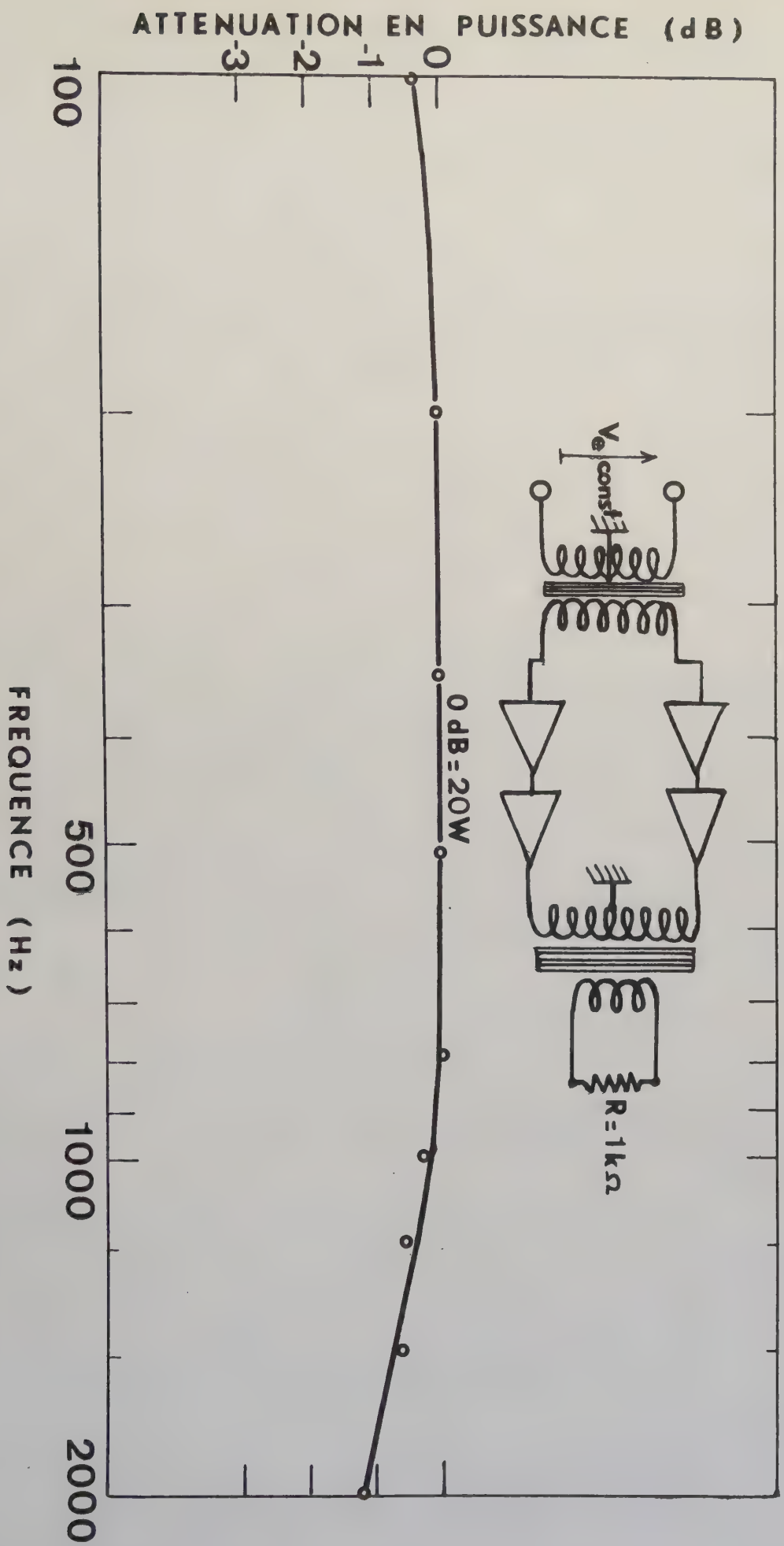


FIG:32

or :

$$B = \mu_0 H$$

avec

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ exprimé en MKSA}$$

(4.1)

$$B = \frac{2 \cdot 10^{-7} \text{ NIS}}{d^3} \quad (\text{Wb/m}^2)$$

Si nous voulons exprimer B en grandeur usuellement utilisée en TBF, c'est-à-dire, en γ , nous utiliserons la formule de conversion :

$$1 \text{ Wb/m}^2 = 10^9 \gamma$$

d'où

(4.2)

$$B\gamma = \frac{200 \text{ NIS}}{d^3}$$

I en A
S en m²
d en m

Le calcul des antennes est conditionné par quelques facteurs qui sont :

- la distance maximale possible sur le lieu de calibration entre les antennes et le point de calibration (7 mètres).

- le courant I_{MAX} qui est celui que l'on peut raisonnablement produire avec un appareillage fonctionnant sur batterie (0,5 A crête à crête, approximativement).

- l'amplitude du champ maximal désiré (20 γ crête à crête entre 200 et 2000 Hz).

En reportant ces conditions limites dans la relation (4.2), nous obtenons la valeur du facteur NS, à savoir :

$$NS = 68,4$$

Soit, pour

$$N = 100 \text{ spires, } S = 0,68 \text{ m}^2$$

Ces deux caractéristiques ont été réalisées avec deux antennes symétriques de 50 spires et de rayon $r = 46,7 \text{ cm}$, situées chacune à 7 mètres du point de calibration.

La production des composantes H_x et H_y , au moyen de quatre antennes travaillant en série deux à deux, présente l'avantage d'obtenir au centre de système une répartition du champ beaucoup plus homogène (figure 33).

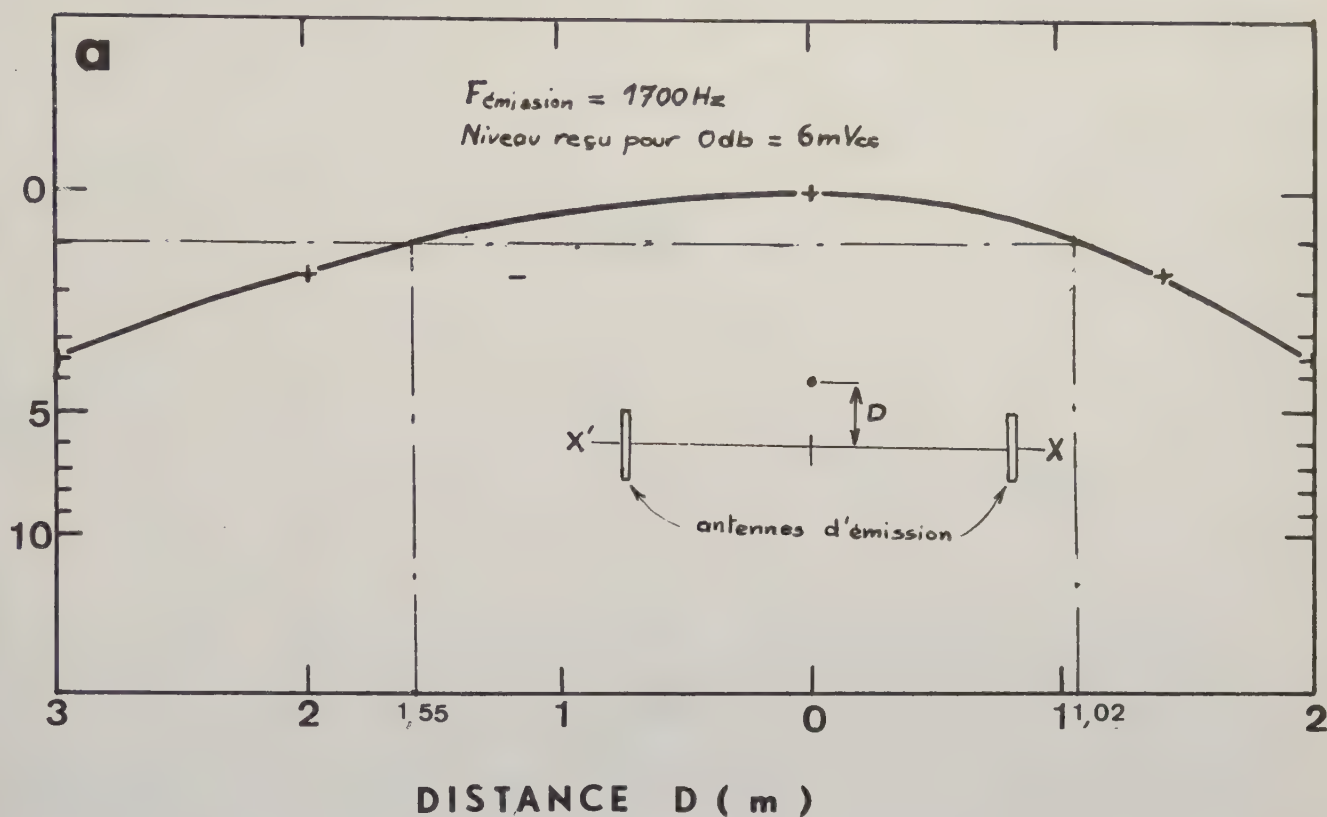
Construction des antennes

La géométrie des antennes dépend des caractéristiques électriques désirées à savoir :

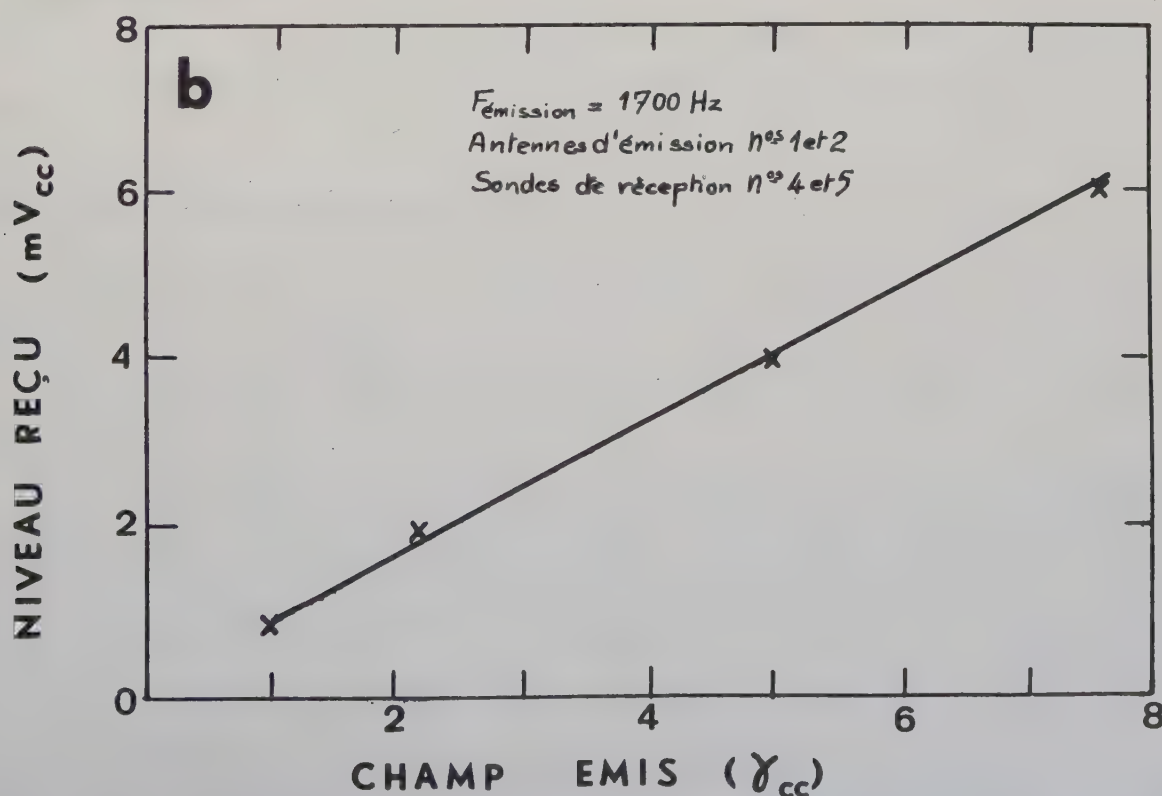
La self : L
La résistance ohmique : R
La fréquence de résonance : F₀

CONFIGURATION DU CHAMP DE CALIBRATION GEOMETRIE

ATTENUATION LINEAIRE DU CHAMP (dB)



LINEARITE

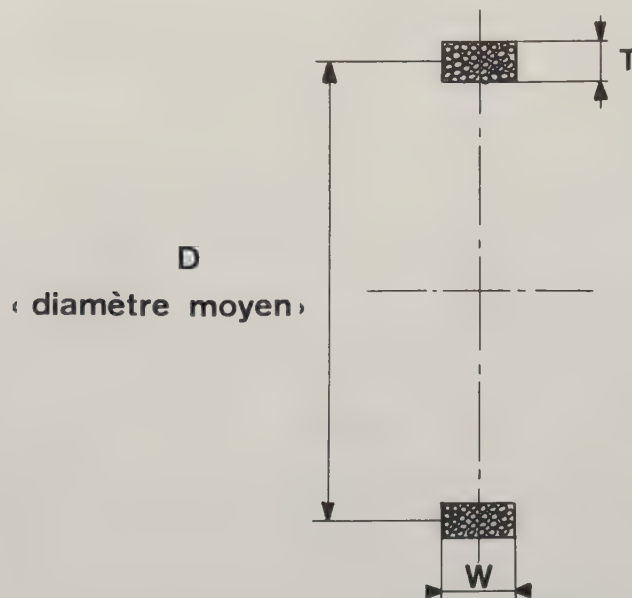


NOTA : les niveaux reçus sont ceux recueillis par les sondes, à vide.

FIG : 33

En fait, nous cherchons à reporter la résonance des antennes le plus loin possible de la bande de fréquence utile ; cela revient à obtenir la self L la plus faible possible.

Pour une self de géométrie suivante :



pour laquelle : $\frac{W}{D} \approx \frac{T}{D} = \frac{3}{93,4} \approx 3 \cdot 10^{-2}$. La valeur de la self est donnée par l'expression (MARKUSS et ZELUFF Electronic for Engineer, 1945) :

$$L = 2,20 \cdot 10^{-6} D \cdot N^2 \quad \begin{matrix} (L = \text{Henry}) \\ (D = \text{mètre}) \end{matrix}$$

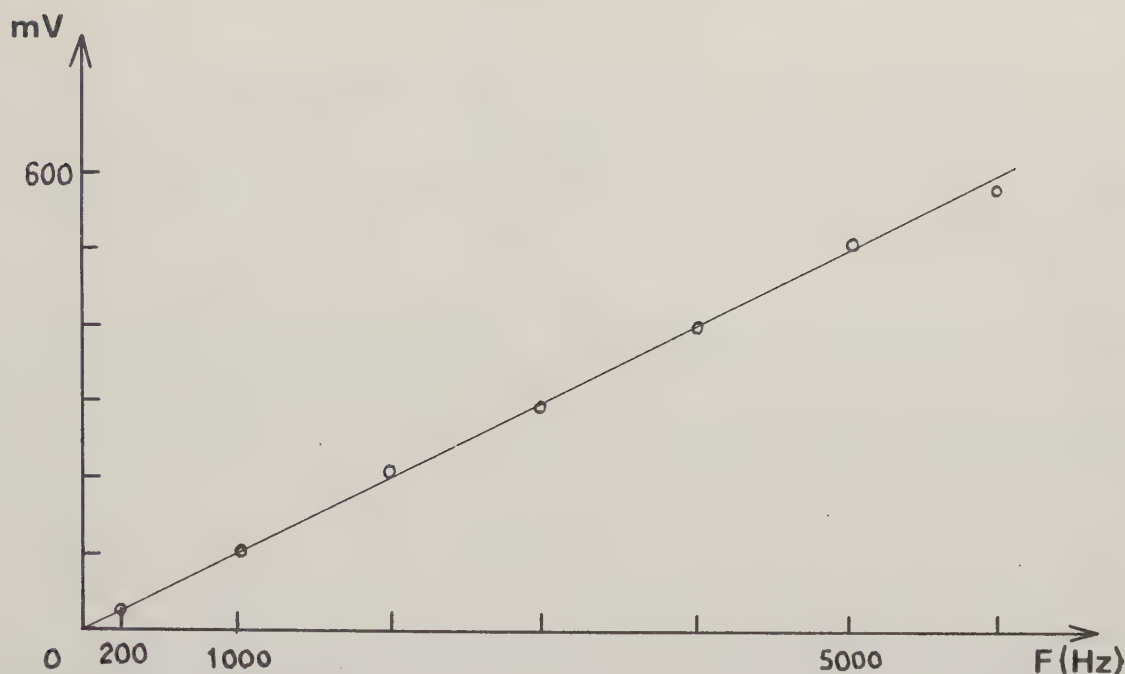
Pour les antennes de 50 spires et 46,7 cm de rayon :

$$L \approx 5,6 \text{ mH}$$

Pratiquement, nous avons obtenu les caractéristiques d'antennes suivantes :

Antenne	N° 1	N° 2	N° 3	N° 4
L_{mH}	6,75	6,88	6,82	6,76
R_{Ω}	3,35	3,30	3,35	3,30
F_0 kHz	≈ 70	≈ 70	≈ 70	≈ 70

La réponse des antennes est représentée ci-après :



On constate que la résonance de l'antenne due à sa capacité répartie propre est située en dehors de la bande de travail. L'impédance de l'antenne est purement selfique dans notre bande d'utilisation. La courbe de réponse est donc une droite de pente égale à + 6 dB/octave.

Le déphasage introduit par l'antenne, entre la tension à ses bornes et le courant la traversant, est alors de :

$$-\frac{\pi}{2}$$

Ce déphasage constant entre 200 et 5000 Hz, n'interviendra pas comme cause d'erreur dans la mesure de phase entre les composantes H_x et H_y .

4.4.3. - Configuration du champ obtenu

Les composantes H_x ou H_y sont obtenues chacune au moyen de deux antennes de 50 spires montées en série, situées à 7 mètres de part et d'autre du point de mesure.

La géométrie du champ au centre d'un couple d'antennes est donnée par la figure 33.

Par ailleurs, nous avons vérifié la loi en $1/r^3$ avec des résultats suffisamment probants pour appliquer sans correction la relation générale (4.1). Les essais effectués entre 5 et 30 m ont conduit à une vérification à 3 % près.

La figure 33 représente la linéarité du champ au centre de la base de calibration.

Vérification de la valeur absolue du champ

La détermination de la valeur absolue du champ étant un des objectifs fondamentaux de l'expérience, nous avons voulu déterminer avec quelle précision

or $e = B_0 \omega S N$

d'où :

$$B_0 = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 1700 \cdot \pi \cdot 46,7^2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{+2}}$$

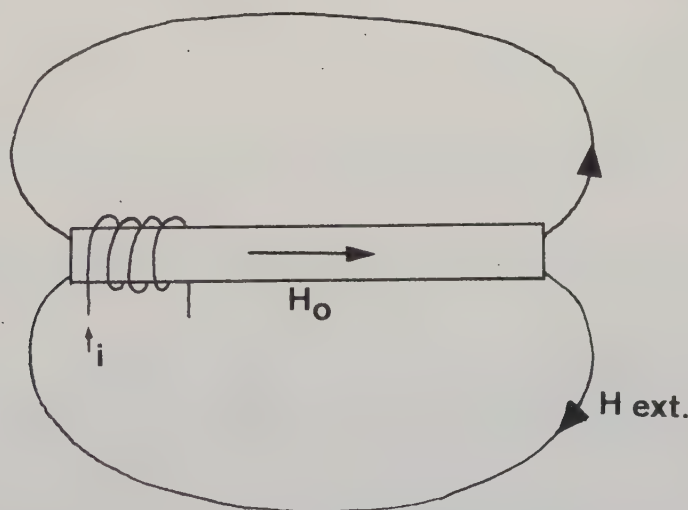
$$B_0 = 7,9 \gamma_{cc}$$

La relation entre le champ émis et celui reçu est vérifiée ici à 0,3 dB près. Des mesures semblables ont permis de vérifier la valeur du champ dans une plage comprise entre $60 \text{ m}\gamma_{cc}$ et $7\gamma_{cc}$.

La planche 33 résume les résultats obtenus à l'aide d'un couple de capteurs.

2/ Etalonnage à l'aide de l'enroulement de calibration des capteurs

Afin d'étalonner les sondes une fois montées sur engin, chaque capteur est muni à l'une de ses extrémités d'un enroulement de 12 spires, bobinées directement sur le noyau magnétique (voir figure 26).



Si nous soumettons l'enroulement de calibration à un courant continu i , celui-ci crée une circulation N_i telle que :

$$N_i = \int H \, dl$$

$$N_i = H_0 \cdot L + \int H_{ext} \, dl$$

H_0 = champ le long du barreau de longueur L

$\int H_{ext} \, dl$ = circulation extérieure au barreau

Si nous appliquons l'égalité précédente à notre cas, nous obtenons :

$$H_0 = \frac{12 \cdot I}{0,230} - H_{ext}$$

$$H_0 = 52,2 \cdot I - H_{ext} \quad (\text{At/m})$$

Sachant que :

$$1 \text{ At/m} = 4 \pi 10^2 \gamma$$

$$H_0 = 41,5 \cdot 10^{-3} I - H_{\text{ext}}$$

$$\begin{cases} H_0 : \gamma \\ I : A \end{cases}$$

Une série de mesures, réalisée à l'aide des bobines d'étalonnage, a conduit au chiffre de :

$$49 \text{ m}\gamma/\mu\text{A}$$

La confrontation des résultats théorique et pratique montre que l'ordre de grandeur de l'équivalence champ/courant est correcte. Il ne faut en effet pas oublier que les lignes de force passant à travers la bobine d'étalonnage ne se referment pas toutes dans le barreau (L doit donc être diminuée, donc H_0 augmente). Par ailleurs, le champ extérieur, bien que faible, n'est pas négligeable. Or, ce champ est inconnu. Cela prouve que la seule façon de procéder consiste à étalonner la bobine de calibration par un champ complètement extérieur au barreau.

3/ Conclusion

En définitive, nous avons admis les résultats suivants :

Amplitude

a) L'erreur maximale commise sur l'amplitude du champ est de : 1,3 dB dans l'axe des antennes ;

b) L'erreur additionnelle pour mauvais positionnement de l'élément à calibrer est de : 1 dB pour un écart moyen d'un mètre dans toutes les directions.

Phase

Erreur sur la phase reçue par rapport à celle émise : entre 5 et 10°.

4.4.4. - Susceptibilité des capteurs au champ électrique

Les sondes TBF comportant une masse de cuivre importante du fait du nombre élevé de spires, nous avons étudié la sensibilité des sondes en champ électrique.

La sonde et son préamplificateur sont alors placés dans le plan médian de deux plaques d'un mètre carré, distantes d'un mètre.

Le champ électrique est créé en appliquant sur ces plaques une tension basse fréquence d'amplitude connue. Sa direction est perpendiculaire à l'axe de la sonde.

La courbe S_E de la figure 34 représente la valeur du champ électrique pour laquelle la perturbation créée par le champ électrique est de niveau tel que le rapport signal à bruit mesuré à l'analyseur d'onde en sortie des préamplificateurs, est égal à 1.

Sachant que l'impédance d'onde dans le vide est :

$$Z_0 = \frac{E}{H} = 377 \Omega$$

et que :

$$1 \gamma = \frac{1}{4 \pi \cdot 10^2} \text{ A/m}$$

Susceptibilité des sondes au champ électrique

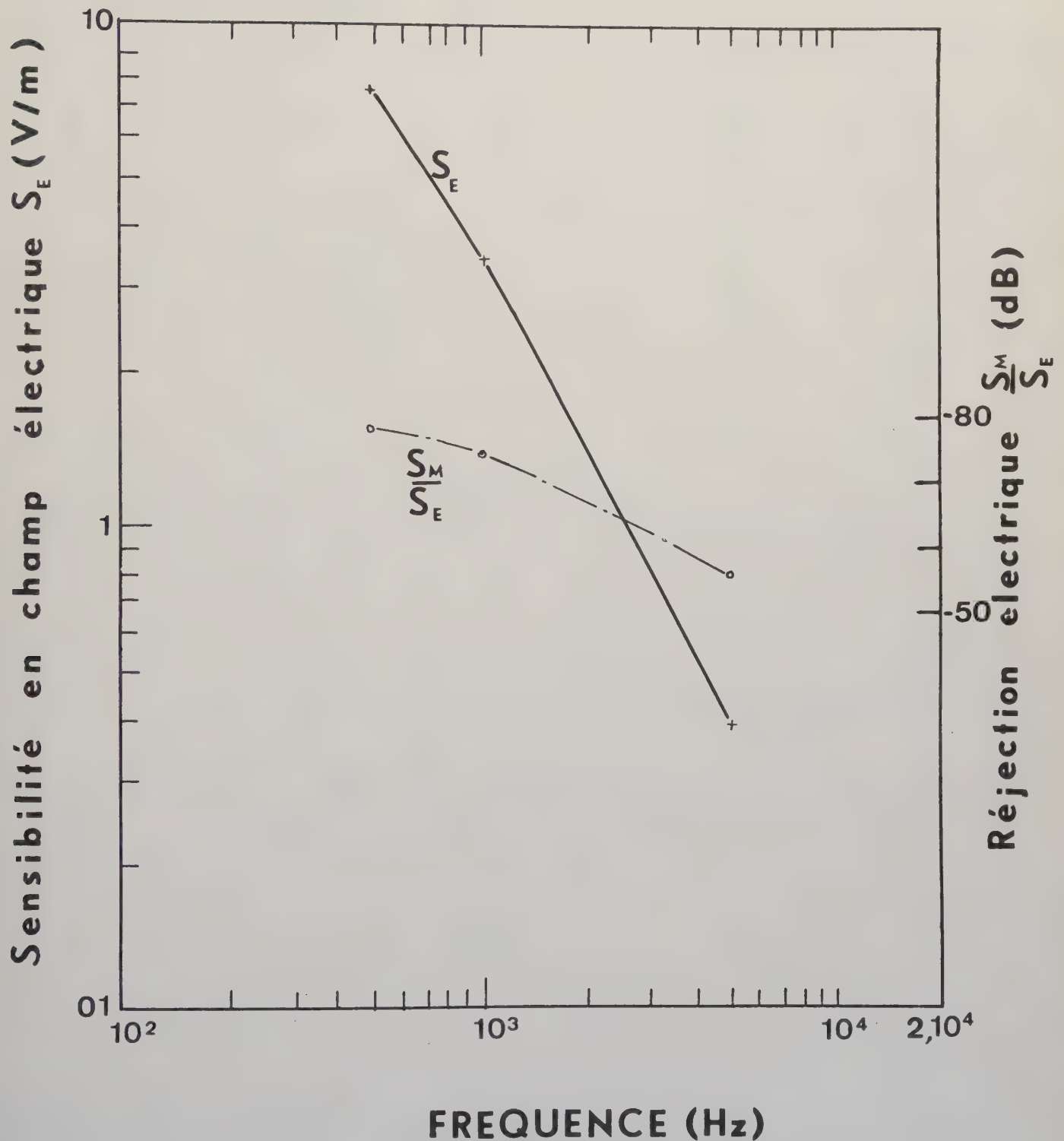


FIG: 34

On en déduit qu'un champ magnétique de 1 γ est associé, dans une onde électromagnétique, à un champ électrique de 0,304 V/m.

D'où le tableau suivant qui nous donne l'amplitude des composantes du champ électromagnétique pour lequel la perturbation due au champ électrique correspond à un rapport S/B = 1.

	F (Hz)	500	1000	5000
Composantes du champ électromagnétique	E (V/m)	7,0	4,0	0,4
	H (γ)	23,0	10,3	1,21

Sachant que la sensibilité des sondes est de :

3 m γ_{cc} à 500 Hz

2 m γ_{cc} à 1000 et 5000 Hz

nous voyons que le rapport des sensibilités en champ électrique et magnétique des sondes ou "réjection électrique" est très élevé.

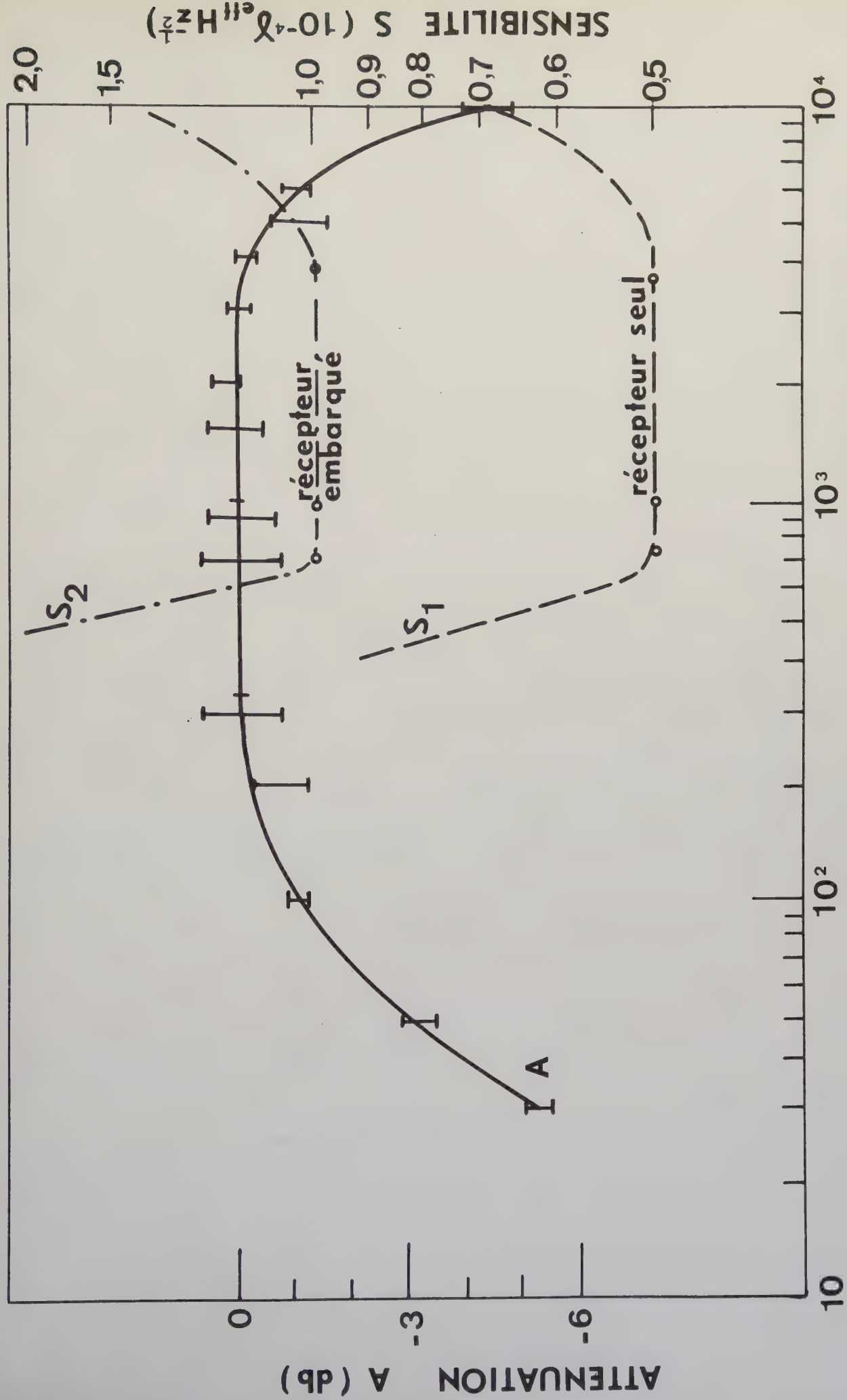
F (Hz)	500	1000	5000
Sensibilité magnétique : SM (m γ_{cc})	3	2	2
Sensibilité électrique exprimée en magnétique : SE (γ_{cc})	23	10,3	1,21
SM/SE (dB)	77,6	74,2	55,6

La "réjection électrique" est très supérieure à la dynamique de chaque commutation de gain.

L'erreur due à la détection, par les sondes, d'une partie de la composante électrique est négligeable et n'interviendra pas comme terme correctif, de première importance, dans la valeur des résultats.

4.4.5. - Sensibilité magnétique de l'ensemble capteur TBF

La figure 35 donne la sensibilité magnétique des récepteurs TBF, seuls et embarqués au sein de la structure engin. La mesure est effectuée à l'analyseur d'onde, à travers toute la chaîne de télémesure.



FREQUENCE (Hz)

FIG: 35

V - CAMPAGNE DE TIR

5.1. - Historique

La conception et l'aboutissement de l'expérience s'échelonnèrent sur trois ans à compter de 1965, dès l'acceptation de l'expérience par le comité scientifique du Centre National d'Etudes Spatiales.

La réalisation du prototype et des trois modèles de vol fut commencée en Novembre 1966.

Les essais de qualification du dernier modèle de vol se déroulèrent courant Janvier 1968, alors que la plus grande partie du personnel participant à la campagne partait le 2 janvier 1968 aux Iles Kerguelen (Terres Australes et Antarctiques Françaises), afin d'implanter la base de tir.

L'implantation de la base commencée le 20 janvier se termina courant Février, quelques jours après l'arrivée de la seconde partie du personnel.

Durant cette période furent également mises en place toutes les installations de mesures au sol des phénomènes TBF.

L'envoi au préalable, d'une partie du personnel et du matériel permit d'échelonner les activités et de terminer en France la mise au point des fusées et des pointes scientifiques qui arrivèrent à Kerguelen le 23 février. Dès lors, fut entreprise la qualification tant mécanique que scientifique des trois expériences tirées aux dates suivantes :

15 mars 1968	: vol 1
27 mars 1968	: vol 2
1er avril 1968	: vol 3

La campagne scientifique se terminait le 4 mai.

5.2. - Moyens de mesures au sol installés à Kerguelen

5.2.1. - Implantation

En plus des moyens de mesure implantés en permanence à Kerguelen par le Groupe de Recherches Ionosphériques, nous avons installé, près de la base, tous les appareillages destinés à contrôler l'évolution et la configuration des phénomènes TBF, afin :

- de prévoir les instants favorables de tir
- de faire au sol, des mesures simultanées à celles effectuées à celles effectuées en vol, afin d'effectuer ultérieurement des mesures comparatives.

Les mêmes installations étaient implantées par le Groupe de Recherches Ionosphériques à Sogra (URSS) qui est le point conjugué magnétique de Kerguelen.

	Géographiques		Géomagnétiques	
	Latitude	Longitude	Latitude	Longitude
KERGUELEN	49° 19' S	70° 10' E	56,5° S	127,8° E
SOGRA	62° 48' N	46° 15' F	57,0° N	128,0° E

Une liaison phonique était assurée entre Kerguelen et Sogra via Brétigny et Moscou. Elle permit de coordonner les enregistrements simultanés effectués aux deux points, au moment des tirs.

L'équipement sol installé sur le champ de tir de Kerguelen comportait :

- un récepteur TBF
- un riomètre
- un fluxmètre lent
- un fluxmètre rapide
- un photomètre

Les données de chaque détecteur étaient enregistrées séparément sur des traceurs graphiques et simultanément sur un enregistreur rapide multipistes SANBORN conjointement avec les phénomènes TBF et flux de particules détectés en fusée durant le vol.

Les capteurs scientifiques (antennes TBF, sondes, fluxmètre), antennes riomètre et photomètre) furent éloignés de la base de tir, les données scientifiques étaient regroupées à la base au moyen de lignes de transmissions symétriques à basse impédance correctement adaptées aux capteurs.

Un codeur horaire synchronisé sur la base de temps NASA utilisée pour la chronologie de tir, assurait le topage en temps réel de tous les enregistrements. La planche 36 situe les installations sol, implantées autour du champ de tir.

Les mesures effectuées au point de tir étaient doublées par celles enregistrées à la base scientifique même de Kerguelen (située à 3 km) au moyen des installations du laboratoire "corrélation".

5.2.2. - Prévision de tir

La décision de tir était donnée par le responsable scientifique de l'expérience, à partir des observations effectuées au point de réception des ondes TBF situé à 1,8 km de la base de tir (voir plan N° 36). Une surveillance continue y était assurée. Les signaux naturels captés par l'antenne cadre, représentée sur la photo 37, y étaient analysés.

Une liaison phonique permanente établie entre le point de centralisation des données scientifiques et la réception TBF, informait d'autre part le responsable scientifique sur l'activité magnétique du moment.

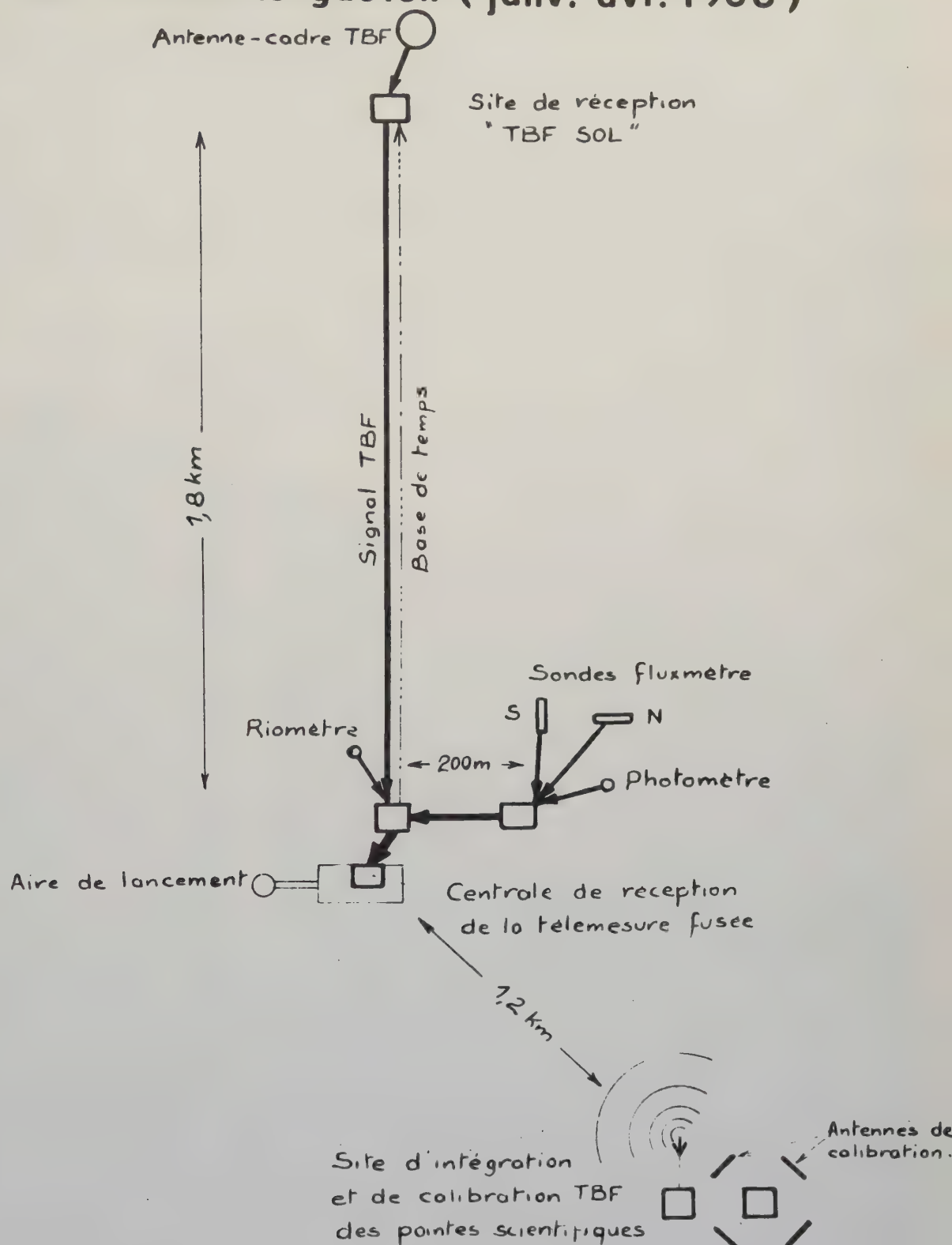
Ainsi, disposait-on en un seul endroit de tous les éléments indispensables pour décider de l'instant propice des tirs.

5.3. - Mise au point finale

5.3.1. - But

La mise au point finale réalisée à Kerguelen avait pour but d'effectuer

Implantation des installations de mesures du GRI au lieu de tir de Kerguelen (janv. avr. 1968)





ANTENNE - CADRE T B F

FIG: 37

La plupart des réglages et contrôles de fonctionnement avaient déjà été effectués lors des essais d'intégration des pointes, toutefois, il n'en demeurerait pas moins utile de les reprendre en totalité à Kerguelen, compte tenu :

- des démontages et remontages successifs de certains éléments qui devaient être transportés de France à Kerguelen dans des conditions particulières de température et d'humidité (batteries, compteurs de particules),
- des conditions d'étalonnage meilleures à Kerguelen qu'en France, qui nous ont permis de régler la chaîne de mesure de manière encore plus optimale,
- de l'étalonnage et de la compensation des magnétomètres qui ne pouvaient évidemment être réalisés qu'au lieu du tir.

5.3.2. - Calibration TBF

Une base de calibration TBF semblable à celle de Chambon-la-Forêt a été implantée à Kerguelen (voir photo 38).

La base de calibration fut suffisamment éloignée du lieu de tir pour n'être sollicitée par aucune perturbation électromagnétique.

Elle fut conçue de manière à avoir une autonomie énergétique suffisante (batteries) pour assurer les essais de calibration d'une pointe pendant deux jours consécutifs.

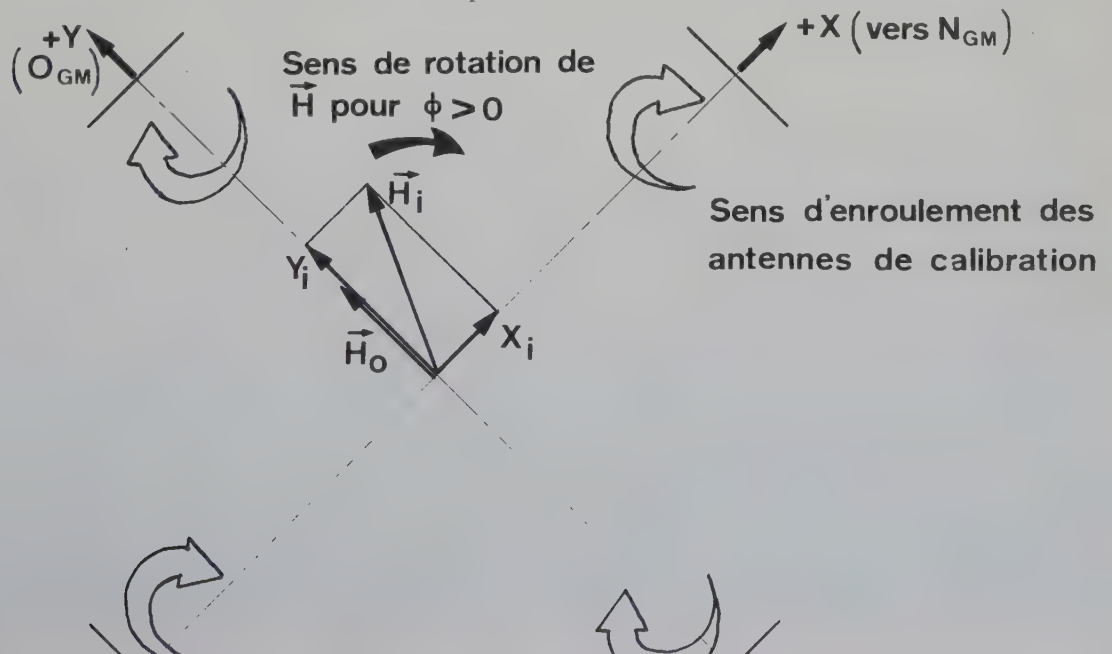
Les résultats obtenus lors de son contrôle de fonctionnement furent en tous points analogues à ceux obtenus pour la base de Chambon-la-Forêt (voir paragraphe 4.4.3.).

De plus, des essais plus complets ont permis de tracer la carte d'un champ tournant créé au centre des quatre antennes d'émission.

L'absence totale de partie métallique sur l'aire de calibration (les baraquements étaient entièrement en plastique) a permis d'obtenir des résultats meilleurs que 1 dB et 10 % sur la phase.

5.3.3. - Définition du sens de rotation du champ TBF - Polarisation droite et gauche.

Le dessin ci-dessous indique le sens de branchement des quatre antennes de calibration et le sens de rotation du champ TBF obtenu au centre d'entre elles.



SITE DE CALIBRATION TBF A KERGUELEN

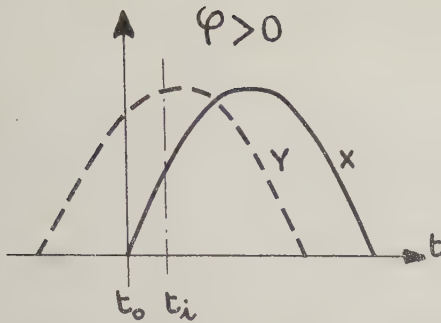
Abris en matière plastique

Aire de calibration

Emetteurs TBF
contrôles et mesures

Antenne de
calibration



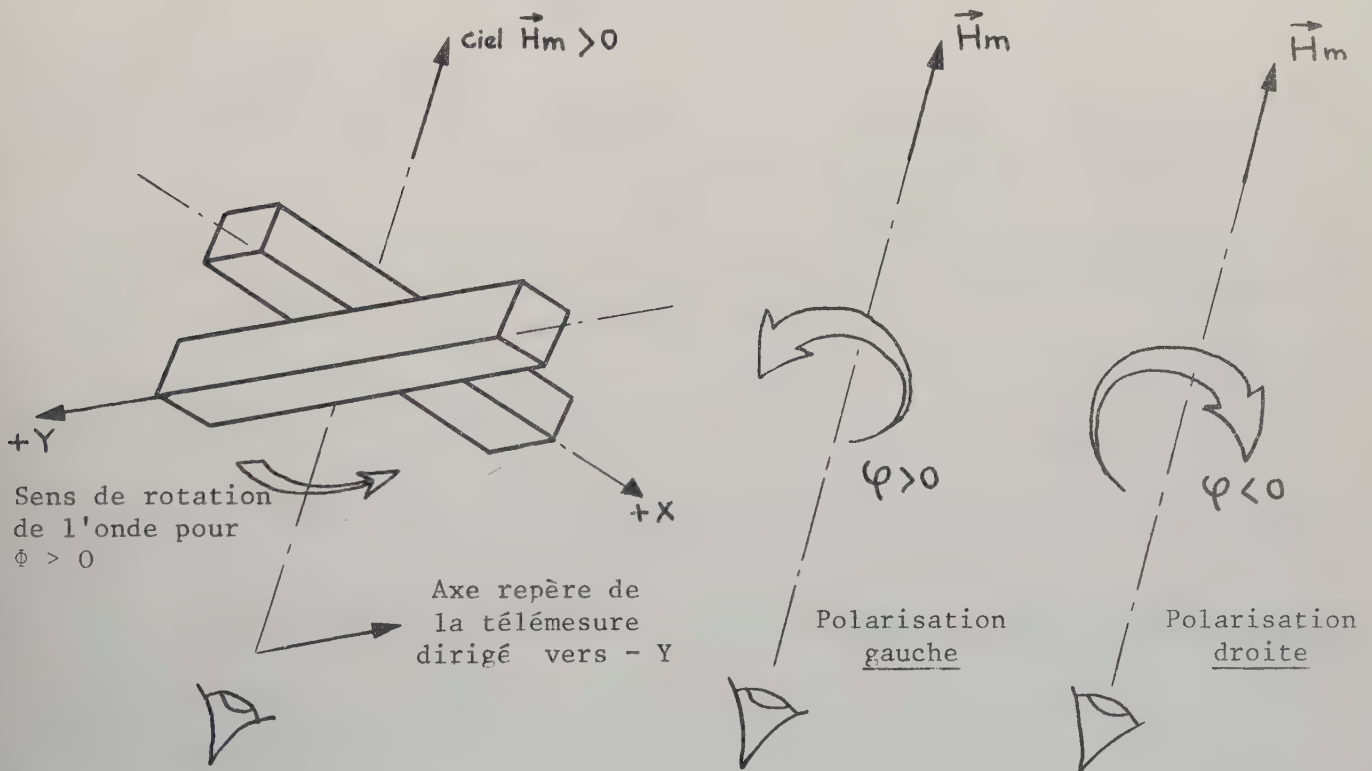


Lorsque Y est en avance de $+\frac{\pi}{2}$ sur X (référence de phase), le vecteur champ H tourne dans le sens négatif ; la polarisation est dite gauche. Lorsque Y est en retard de $-\frac{\pi}{2}$ sur X, le vecteur H tourne dans le sens positif ; la polarisation est dite droite.

Si nous représentons à présent l'engin vu de dessus (l'observateur est supposé placé au pied de la ligne de force et regarde vers le ciel), nous pouvons déterminer le positionnement et le sens de branchement des capteurs X et Y, afin que le signe de la phase mesurée à bord, soit en accord avec le sens de rotation de l'onde tel que nous l'avons défini.

- on mesure une phase négative pour une polarisation droite (onde tournant dans le même sens que les électrons autour du champ magnétique),

- on mesure une phase positive pour une polarisation gauche



Ce critère est purement conventionnel ; il a été respecté sur les vols 1 et 3, et inversé pour le vol 2, ce qui a permis de vérifier en conséquence le fonctionnement de la mesure de polarisation.

5.3.4. - Qualification des pointes de vol

La qualification des pointes de vol effectuée sur la base de calibration comportait les essais globaux des chaînes de mesure TBF et de comptage des particules.

Les résultats scientifiques étaient transmis à la station de réception de télémétrie à travers la chaîne d'émission des pointes.

Les résultats immédiatement démodulés et visualisés étaient par ailleurs enregistrés sur bandes magnétiques afin d'être plus finement dépouillés ultérieurement.

Les essais de qualification longs et nombreux, nécessitant la mise en oeuvre de toute la base de tir, ont permis entre autre, d'effectuer de multiples essais généraux des installations.

La qualification TBF comportait les essais suivants :

- a) Mesure de sensibilité des capteurs X et Y,
- b) Relevé des bandes passantes globales X et Y à niveau d'émission TBF constant ($\approx 155 \text{ m}\gamma_{\text{cc}}$),
- c) Relevé des courbes de bruits intégrés dans les trois bandes de mesure entre 50 et 500 $\text{m}\gamma_{\text{cc}}$,
- d) Mesure de phase entre $-\frac{\pi}{2}$ et $+\frac{\pi}{2}$ dans les trois canaux de mesure,
- e) Ajustage des seuils de déclenchement des mesures de polarisation,
- f) Contrôle de la calibration automatique
 - avec alimentation sur batteries externes
 - avec alimentation sur les batteries de la pointe (la distinction d'alimentation, effectuée dans cette phase de contrôle, permettait de simuler les fonctionnements de la pointe)
 - sur rampe avant tir
 - en vol
- g) Fonctionnement global de la pointe scientifique sur des émissions de sifflements artificiels.

5.4. - Tirs

5.4.1. - Chronologie de tir

La chronologie de tir se décompose en trois parties distinctes dont l'enchaînement est fonction de l'évolution des phénomènes TBF, observés au sol.

La prévision d'arrivée de tel type de phénomène ou de tel autre étant encore très mal connue, nous nous sommes basés, pour l'établissement de la chronologie, sur les critères suivants :

- a) L'évolution lente des phénomènes TBF permet de ne présumer de l'occurrence ou non de ceux-ci qu'une heure environ avant leur arrivée effective d'où l'interruption de la chronologie à $H_0 - 1 \text{ h } 30 \text{ mn}$,
- b) D'autre part, le phénomène par lui-même ne se précisant tant par son amplitude que par sa structure qu'une demi-heure avant sa phase maximale, cela nécessitait une seconde interruption de chronologie à $H_0 - 25 \text{ mn}$,
- c) Puis, enfin, ce n'est qu'une dizaine de minutes avant sa phase maximale qu'il est possible de savoir si le phénomène observé est d'amplitude suffisante pour l'analyser correctement au sol et en fusée, d'où le troisième et dernier arrêt de chronologie à $H - 5 \text{ mn}$.

La décision de tir comportait donc trois ordres, respectivement situés à $H - 1 \text{ h } 30 \text{ mn}$, $H - 25 \text{ mn}$ et $H - 5 \text{ mn}$, émanant du responsable scientifique.

5.4.2. - Tests et essais généraux

5.4.2.1. - But

La chronologie de tir est caractérisée par trois essais généraux de l'engin, effectués à chaque reprise de chronologie.

Chaque essai général comportait :

- un ensemble de tests mécaniques et électriques du propulseur lui-même et des servitudes,
- un ensemble de tests de fonctionnement de la pointe scientifique.

La reprise journalière des chronologies durant 15 jours consécutifs a porté à une vingtaine le nombre d'essais généraux. Ce nombre élevé de mise en fonctionnement global et arrêt des pointes scientifiques a permis de mettre rapidement en évidence la moindre défaillance, ce qui conduisit alors à une sécurité quasi absolue de fonctionnement de la pointe scientifique et des servitudes au moment des tirs.

5.4.2.2. - Moyens de contrôle

Le contrôle de fonctionnement des appareillages scientifiques s'effectuait en trois endroits :

- sur la baie de visualisation de la télémessure où étaient contrôlés :
 - a) le fonctionnement des amplificateurs à commutation de gain
 - b) le fonctionnement des intégrateurs
 - c) le fonctionnement des mesures de polarisation

- au laboratoire de mise au point des chaînes de comptage de particules où nous disposions d'un analyseur spectral multicanaux.

Le fonctionnement correct de l'ensemble en chacun des points de contrôle permettait de donner l'ultime "FEU VERT" de tir.

5.4.3. - Exécution des tirs

5.4.3.1. - Dates de tirs

L'heure de début des mesures compte à partir du temps où toutes les opérations mécaniques (largages du yoyo, de la coiffe et de la ceinture) ont été effectuées. L'heure est donnée en temps universel.

	VOL 1	VOL 2	VOL 3
Phénomènes observés	Choeur de l'aube	Souffle	Choeur de l'aube structuré aux fréquences hautes
Jour du tir	15.03.68	27.03.68	1.04.68
H _o	3 h 43' 24" 925	7 h 55' 05" 212	3 h 26' 02" 930
Début des mesures	3 h 44' 18"	7 h 55' 57" 700	3 h 26' 55" 500
Remise en route de la calibration TBF	3 h 52' 48"	8 h 04' 34" 500	3 h 35' 29" 500
Retournement de l'engin	3 h 53' 24"	8 h 04' 37"	3 h 36' 12"
Perte de la télémesure	3 h 53' 45" 200	8 h 05' 00"	3 h 36' 31" 800

5.4.3.2. - Conditions de tir

Les angles et azimuts de tir des trois engins sont donnés par le tableau suivant, avec les caractéristiques du champ magnétique au moment des tirs

	VOL 1	VOL 2	VOL 3
Angle de tir	82°	82°	82°
Gisement géographique	313°	313°	313°
Composante horizontale (H)	18 638	18 579	18 554
Composante verticale Z	- 44 333	- 44 332	- 44 267
H total	48 091	48 068	47 998
Déclinaison	49° 34' 40" ouest	49° 28' 06" ouest	49° 26' 29" ouest

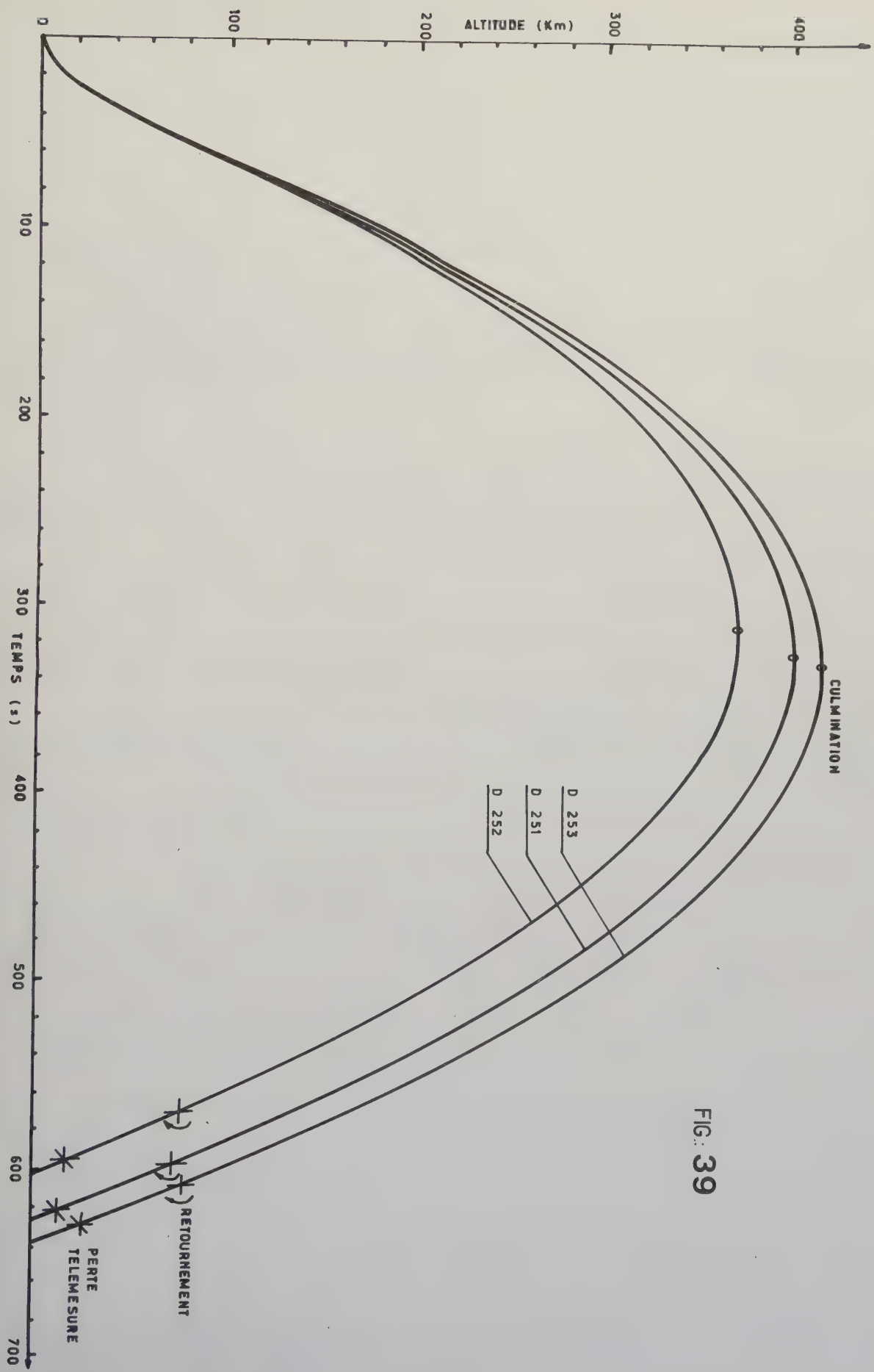


FIG. 39

5.4.3.3. - Trajectoire

Une première estimation de l'altitude atteinte par les trois engins est donnée par la figure 39. Toutefois, les restitutions des trajectoires et d'altitude des engins sont rendues délicates pour les raisons suivantes :

- impossibilité de mesure précise des vents entre 300 et 2000 m d'altitude,
- impossibilité de poursuite radar correcte au moyen du radar météorologique de Kerguelen,
- imprécision de l'accéléromètre Z,
- pas d'accéléromètre transverse,
- décalages de zéro des magnétomètres, encore inexpliqués, mais dus sans doute à une modification du moment magnétique permanent du deuxième étage avant et après combustion.

5.4.4. - Modes d'enregistrement des paramètres scientifiques

L'enregistrement des phénomènes TBF tant sur papier que sur bande magnétique s'effectuait simultanément au moyen des "installations sol" décrites au paragraphe 5.2., et des baies de réception et de visualisation pour les mesures faites en fusée.

Un dépouillement quasi immédiat des paramètres scientifiques transmis par la fusée a permis :

- d'une part, de vérifier la structure du phénomène observé sur quelques sonagrammes pris en volant au cours des tirs,
- d'autre part, de s'assurer des ordres de grandeurs des phénomènes captés en vue d'une adaptation encore meilleure de chaque engin aux phénomènes naturels à observer.

Les divers enregistrements dont nous disposons en vue du dépouillement sont les suivants :

- a) Enregistrement magnétique 14 pistes comportant :
 - le multiplex de l'émission fusée
 - la forme d'onde des phénomènes TBF simultanément détectés au sol
 - la base de temps TU
 - différents paramètres de contrôle engin (top feu, niveaux des CAG)
- b) Enregistrement magnétique sur bande étroite de la forme d'onde détectée au sol (cet enregistrement est redondant avec celui de a).
- c) Enregistrement sur papier des phénomènes TBF au sol, intégrés dans plusieurs bandes de fréquence entre 0,1 et 8,5 kHz.
- d) Enregistrement simultané sur papier à défilement rapide des paramètres suivants :
 - fluxmètres, rapide et lent,
 - TBF intégrés, sol et fusée,
 - flux de particules transverse et longitudinal détectés en fusées,
 - base de temps universel.

Le regroupement actuel de tous ces enregistrements simultanés, auxquels viennent se joindre ceux de routine effectués par le sondeur ionosphérique de Kerguelen et les équipements de mesure de magnétisme, constitue la base de travail de dépouillement entrepris avec les moyens conjugués du Centre National d'Etudes Spatiales, du Groupe de Recherches Ionosphériques et de la Faculté des Sciences de

VI - DEPOUILLEMENT ET RESULTATS PRELIMINAIRES

6.1. - Moyens de dépouillement

Bien que les moyens mis à notre disposition soient aussi variés que le sont les phénomènes eux-mêmes, ils sont toujours exploités suivant deux optiques précises :

- conserver une grande précision en temps quel que soit le moyen de dépouillement utilisé,
- amener progressivement le dépouillement vers une digitalisation complète en vue de traitements finaux sur calculateurs.

Le but du dépouillement étant d'effectuer une corrélation entre les différents paramètres mesurés (phénomènes TBF et flux de particules), implique une définition en temps de l'ordre de la milliseconde à observer sur tous les moyens de dépouillement utilisés, à savoir :

Traitement analogique

- banc de visualisation de télémessure
- enregistrement rapide par visicorder
- enregistrement lent sur multipistes Brush
- reproduction sur films 35 mm
- corrélateur en temps réel SAIP

Traitement numérique

- numériseur LCA à 1000 points par seconde
- calculateur IBM 1800
- calculateur IBM 360/40
- calculateur IBM 360/65
- table traçante numérique COTAC

6.2. - Méthode de dépouillement

La méthode de dépouillement adoptée, consiste à traiter d'abord tous les paramètres de manière analogique.

Bien que long et souvent fastidieux, le traitement analogique permet :

- de définir les premières courbes d'étalonnage,
- d'orienter les premiers dépouillements vers les domaines les plus aisés, et de définir les parties qui seront à traiter numériquement,
- de modifier les programmes de traitement en fonction du caractère propre d'un paramètre qui n'a pas toujours été mesuré dans les conditions espérées. En effet, un paramètre scientifique peut être perturbé par des signaux parasites que seul un premier traitement analogique permet de mettre rapidement en évidence et d'en spécifier la structure, afin de mieux les éliminer lors du traitement numérique.

Le traitement final est toujours numérique, il permet d'exprimer les phénomènes, en grandeur physique en fonction du temps, toutes corrections faites

6.3. - Généralités sur les résultats présentés

Les trois tirs ayant fonctionné correctement dans leur ensemble, nous n'avons pas reproduit systématiquement tous les résultats dépouillés jusqu'alors. Ces résultats forment d'ailleurs le point de départ d'études proprement scientifiques entreprises par ailleurs ; ils ne sont donnés ici que dans la mesure où ils permettent de démontrer que la partie expérimentale dont nous étions chargés a donné entière satisfaction et que les objectifs scientifiques définis dans la première partie ont été remplis.

Les résultats donnés dans ce chapitre, soit sous forme graphique, soit sous forme de photos, sont pris indifféremment parmi ceux de l'un quelconque des vols. Par contre, les tableaux présentent généralement les étalonnages, les résultats de mesures déjà obtenus sur les trois vols. Ces tableaux constituent la base actuelle du travail de dépouillement entrepris simultanément sur les trois tirs.

6.4. - Stabilité des mesures en cours de vol

La séquence de calibration automatique, mise en fonctionnement avant tir, pendant la phase propulsée, et durant les dernières secondes de la phase balistique, a permis de s'assurer de la stabilité et des dérives des équipements embarqués.

La séquence de calibration qui comportait deux fréquences (500 et 1500 Hz) à deux niveaux ($155 \text{ m}\gamma_{\text{cc}}$ et $1,55 \gamma_{\text{cc}}$) et une phase nulle permet de s'assurer de :

- la stabilité du gain des récepteurs TBF
- la dérive des intégrateurs de bruits dans deux des canaux d'intégration (bande I et III)
- la dérive de fonctionnement de la mesure de polarisation
- le fonctionnement de l'ensemble logique

6.4.1. - Stabilité des récepteurs

La comparaison des amplitudes des fréquences de la séquence de calibration permet - après filtrage de celles-ci en sortie des voies de télémessure - de s'assurer de la dérive des récepteurs TBF embarqués. Le filtrage est indispensable afin de s'affranchir des perturbations tant artificielles que naturelles, apportées au signal de sortie des amplificateurs aux instants où la calibration automatique est en service. Perturbations qui sont dues à la mise en oeuvre des sources d'énergie multiples lorsque la fusée est encore sur rampe, ou au fonctionnement des propulseurs et à l'instabilité de l'engin en début et en fin de vol.

Il n'est souvent pas possible de déterminer avec précision, la dérive de gain pour les bas niveaux de la séquence de calibration, ceux-ci étant généralement du même ordre de grandeur que les signaux naturels.

La dérive de gain, appréciée sur les hauts niveaux de la calibration ($1,57 \gamma_{\text{cc}}$) est inférieure ou égale à 5 % pour les voies X et Y des trois vols.

6.4.2. - Dérive des intégrateurs de bruit

La réponse des intégrateurs de bruit aux signaux de la calibration automatique, que l'on peut voir sur la figure du paragraphe 6.7.2. montre que ceux-ci n'ont pas dérivé de plus de 1,2 % du réglage nominal, pour les trois vols (La dérive des circuits d'intégration comprend, en fait, celles des intégrateurs proprement dits et des amplificateurs TBF - voie X - qui les précèdent). la reprise de calibration

en fin de vol, s'effectuant souvent alors qu'il y a encore un niveau de signal élevé, n'est quelquefois pas visible pour les faibles niveaux.

Ceci ne permet pas toujours de chiffrer la dérive des intégrateurs à bas et quelquefois à haut niveau, comme le montre le tableau suivant :

		Dérive des intégrateurs (%)	
		Canal I (346 - 562 Hz)	Canal III (1010 - 1990 Hz)
VOL 1	Bas niveau		- 1,15
	Haut niveau	+ 0,32	+ 0,29
VOL 2	Bas niveau		- 1,15
	Haut niveau		
VOL 3	Bas niveau	- 1,13	
	Haut niveau	+ 0,16	< 0,15

6.4.3. - Dérive de la mesure de polarisation

La mesure de polarisation effectuée sur les signaux de la séquence de calibration se traduit par des paliers de calibration visibles en début de vol, mais mêlés aux mesures encore en cours en fin de vol. Ceci ne permet pas de chiffrer, pour les vols 1 et 3, la dérive de leurs circuits de mesure de polarisation.

La dérive, correctement observable sur le vol 2, est inférieure à 1 %.

6.4.4. - Conclusion

La valeur des dérives observées étant en général du même ordre de grandeur que la précision des moyens mis en oeuvre, nous considérons tous les résultats obtenus, lors du dépouillement comme tels et ne leur appliquerons pas de correction en cours de vol.

6.5. - Analyse des formes d'ondes

6.5.1. - Structure des phénomènes

L'un des premiers objectifs réalisés, tant sur le champ de tir que lors des premiers dépouillements entrepris au Centre National d'Etudes Spatiales, a été de s'assurer que la structure spectrale des éléments détectés par les récepteurs TBF étaient caractéristiques des phénomènes observés, c'est-à-dire :

- phénomènes discrets du type chœur de l'aube sur les vols 1 et 3,
- bandes de souffle sur le vol 2.

La planche 40 reproduit quelques phénomènes discrets caractéristiques parmi ceux observés sur chaque vol.

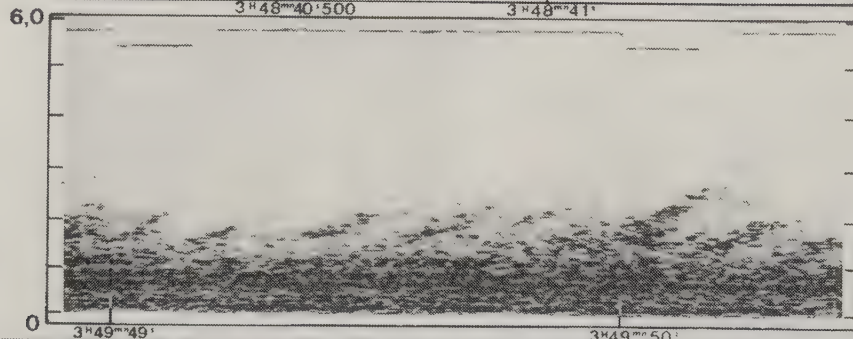
PHÉNOMÈNES DISCRETS CARACTERISTIQUES

DÉTECTÉS PAR LES TROIS FUSÉES

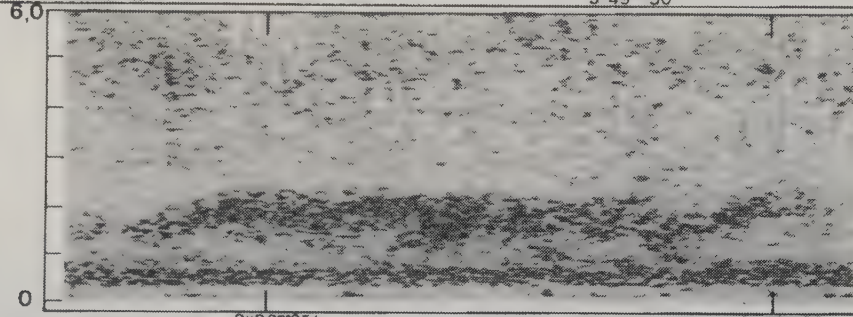
FREQUENCE (kHz)



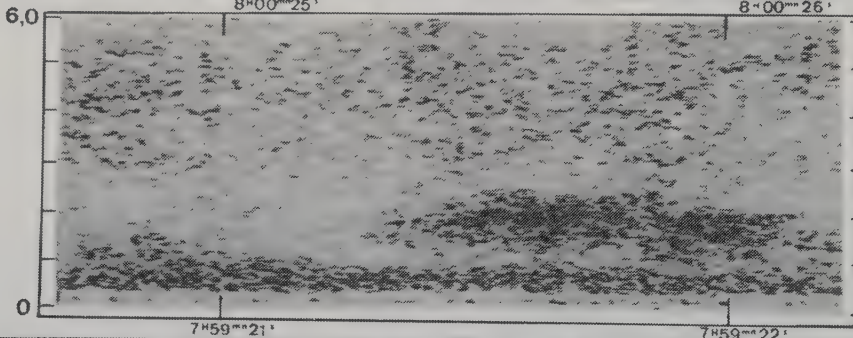
VOL 1



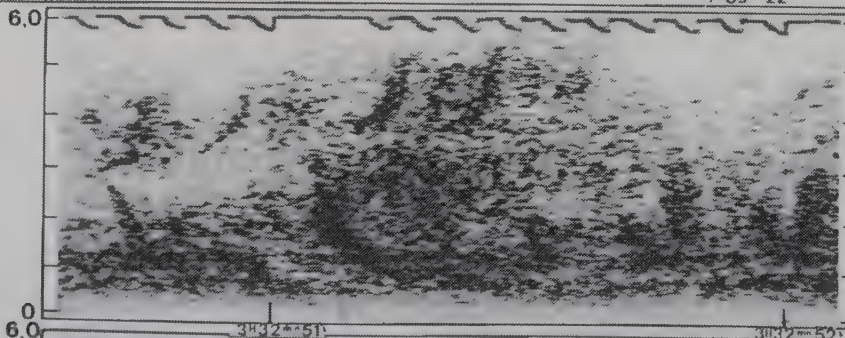
FREQUENCE (kHz)



VOL 2



FREQUENCE (kHz)



VOL 3



Conjointement avec l'analyse des phénomènes détectés au sol, on note que :

- les phénomènes discrets observés sur le vol 1, sont situés dans les fréquences basses du spectre entre 700 et 2000 Hz,
- les bandes de souffle privilégiées, observées sur le vol 2 sont comprises entre 500 et 2000 Hz,
- les phénomènes structurés du vol 3 sont riches en fréquences hautes (supérieures à 2000 Hz) avec une bande de bruit vers 4000 Hz.

6.5.2.. - Comparaison avec les signaux TBF détectés au sol

Une autre preuve du bon fonctionnement des appareils embarqués est la similitude des signaux détectés en vol et de ceux détectés simultanément au sol. Les différences présentées par les 2 types d'enregistrement consistant uniquement :

- dans une différence d'intensité liée à l'absorption et à la réflexion des ondes entre l'ionosphère et le sol,
- dans une différence entre les temps d'arrivée des éléments discrets, liée à la vitesse finie de propagation des signaux.

La comparaison de ces deux types de signaux permet d'en déduire de multiples informations sur la constitution de la magnétosphère et de l'ionosphère, sur leurs caractéristiques propres tant du point de vue propagation, qu'absorption ou propriétés réfléchissantes.

Ces travaux sont entrepris actuellement au Groupe de Recherches Ionosphériques et font l'objet des Thèses de 3ème cycle de MM. BERTHOMIER (temps de groupe) et SUKERA (réflexion absorption). Nous donnons simplement dans les paragraphes suivants la description des méthodes qui ont permis de s'assurer :

- de la précision en temps des comparaisons faites,
- de la calibration en amplitude des signaux comparés.

Pour cela, un codage horaire synchronisé sur la base de temps NASA, disponible sur la bande de télémétrie a été conçu. Transcrit en fréquence sur les sonagrammes, il permet de repérer les phénomènes discrets, sol et fusée, avec une précision en temps de ± 5 msec.

La planche 41 montre un exemple de corrélation effectuée avec des résultats du vol 3 au voisinage de la culmination.

Nous y observons aisément la différence de temps de groupe entre les mêmes signaux détectés en fusée et au sol.

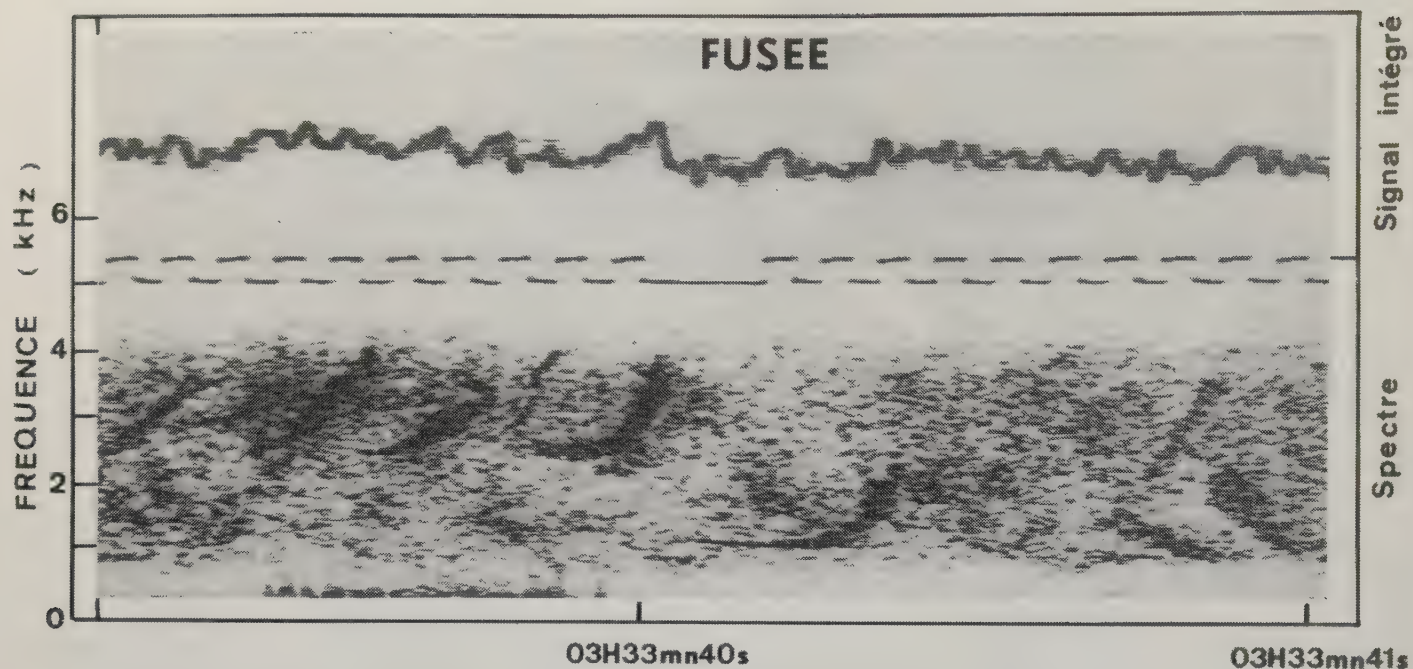
Résultats montrant qu'il s'agit bien de signaux de même caractéristique, qui se sont propagés de haut en bas et qui sont décalés en temps.

6.5.3. - Décommutation de gain

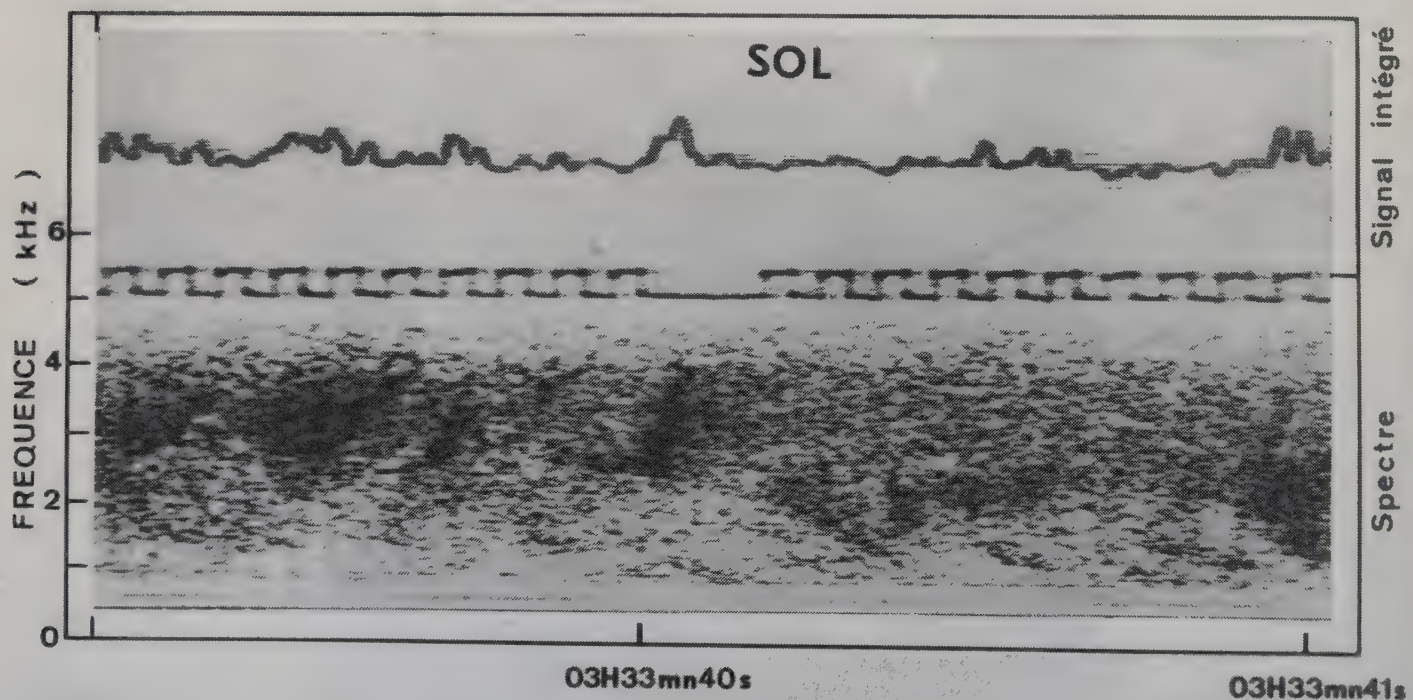
6.5.3.1. - But

Le repérage et l'observation de la structure des phénomènes discrets ne sont pas facilités par la commutation de gain qui se traduit, pour un réglage donné de l'appareillage de visualisation (SPECTRAN), par un noircissement moyen variable, par un manque ou un excès de contraste.

Cet inconvénient conduisit à concevoir un système de décommutation qui devient complémentaire de celui de commutation du module AMP embarqué. Ainsi, les phénomènes TBF observés au cours du vol conservent leur amplitude relative, à densi-



TEMPS UNIVERSEL



TEMPS UNIVERSEL

Décommutation de gain TBF

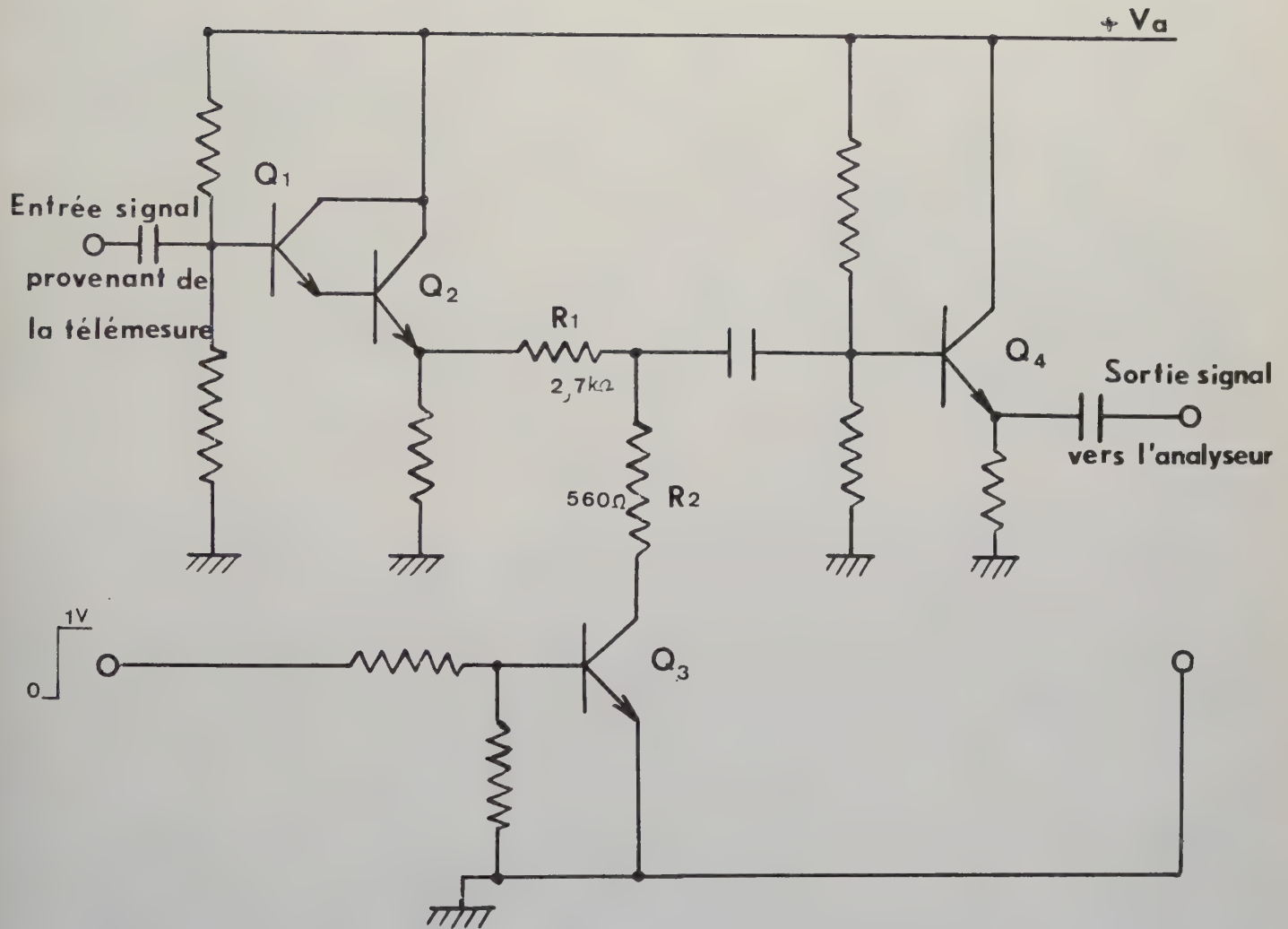
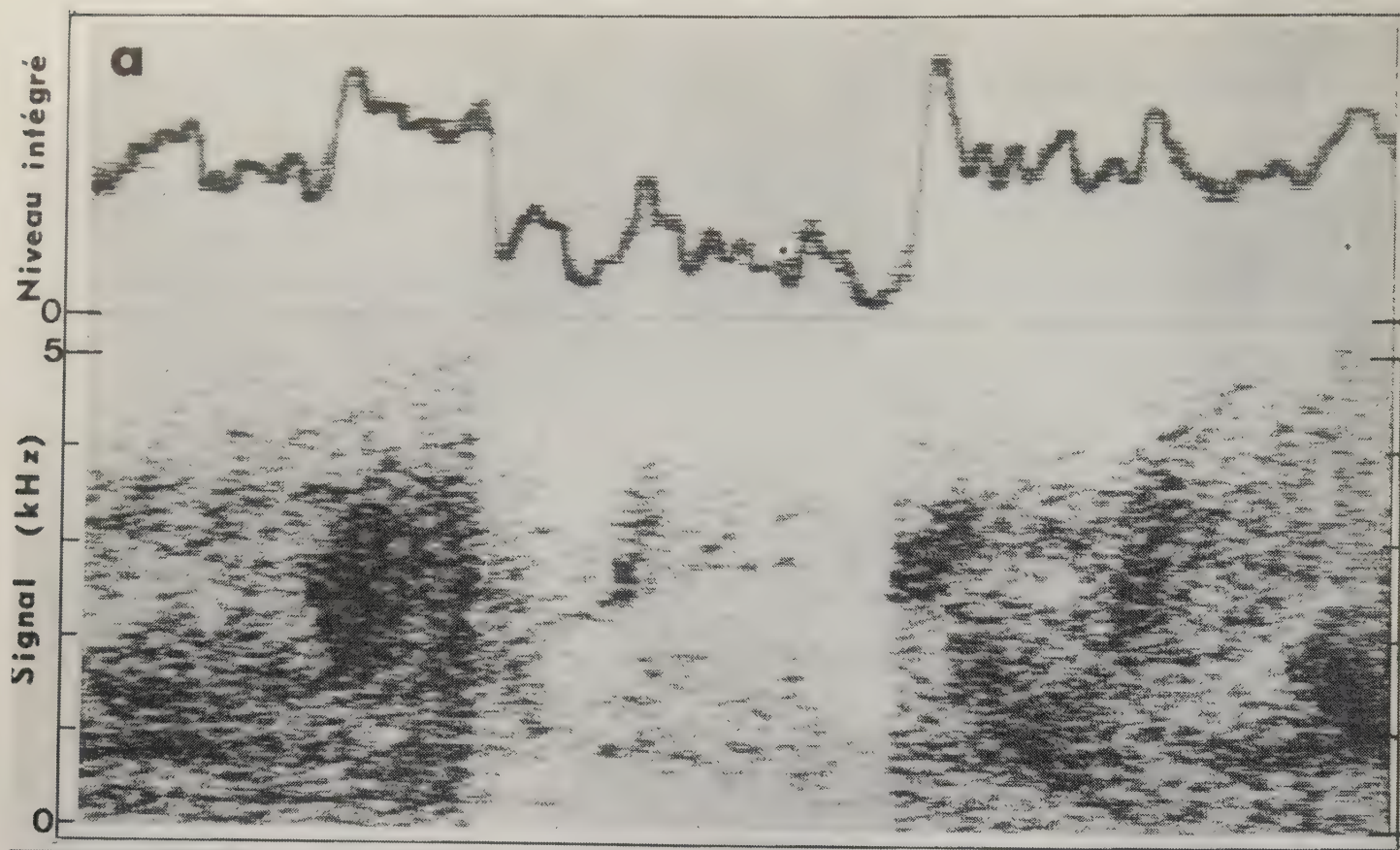
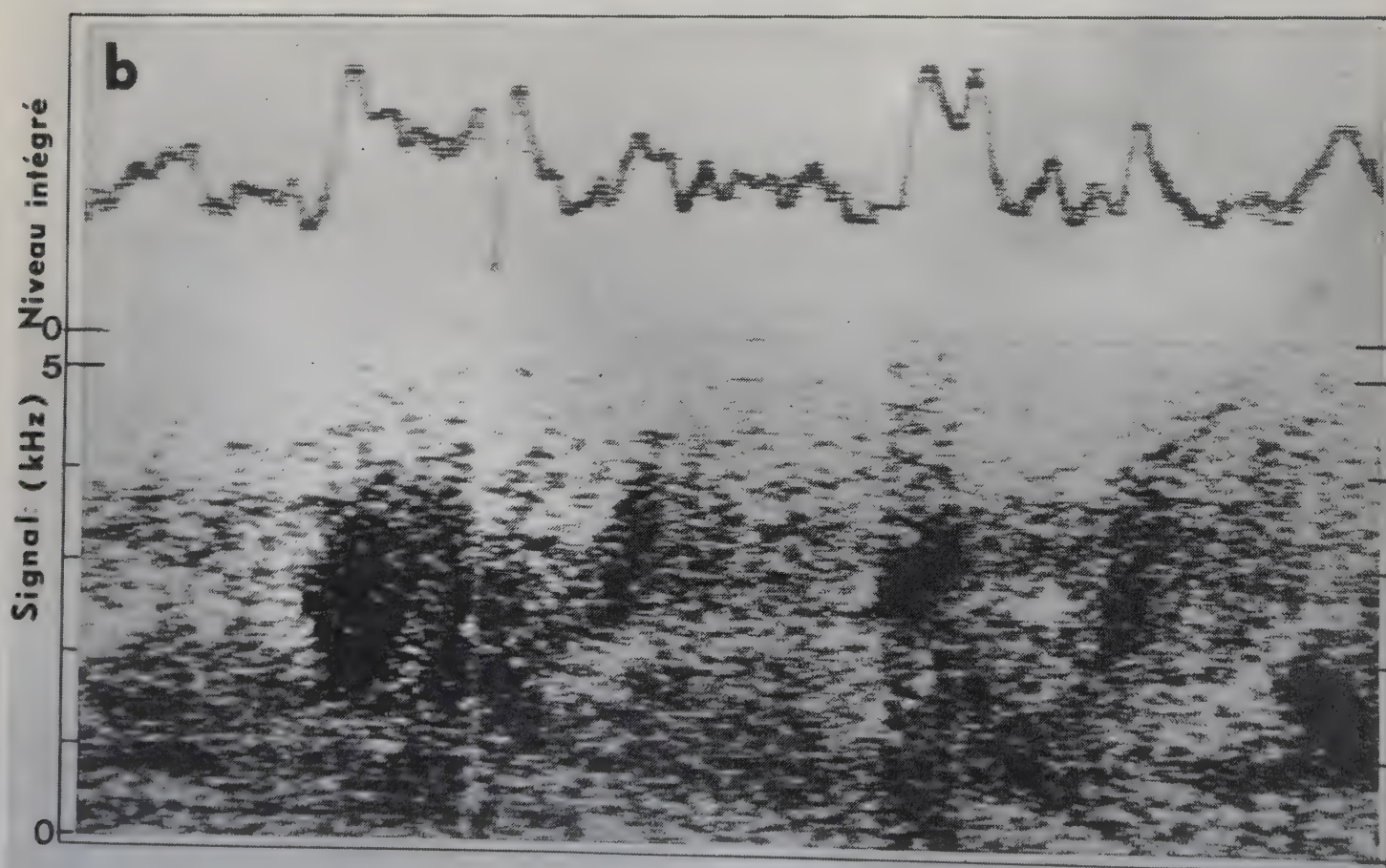


FIG : 42/a

Sonagramme sans décommutation



avec décommutation



té de noircissement constant. Ce système fut réalisé en collaboration avec M. RIGUET, technicien au GRI.

6.5.3.2. - Principe

Pratiquement, la sensibilité des récepteurs TBF embarqués a oscillé entre deux valeurs de gain (0 dB et 14 dB). De ce fait, le système de décommutation de gain s'est simplifié. Tout revint au sol à atténuer de 14 dB les signaux amplifiés avec le gain de 14 dB et laisser intacts ceux prélevés directement en sortie des préamplificateurs.

Le système retenu est celui représenté sur la figure 42/a, la commande de décommutation émane directement de "l'information gain" lue sur les plots 15 (voie X) et 16 (voie Y) de la voie 17.

Le transistor O3 devient conducteur dès que sa tension de base est égale à 1,0 V (information du gain 14 dB) ce qui a pour effet de ramener le pied de la résistance R2 au potentiel zéro et, de ce fait, mettre en oeuvre l'atténuateur 14 dB constitué par les éléments R₁ et R₂. (La résistance collecteur-émetteur de O3 à l'état saturé est négligeable devant R2)

Résultats : le résultat obtenu au moyen du système de décommutation est illustré sur la planche 42/b où l'on voit que le signal a été ramené à une amplitude quasiment constante. Il est toutefois impossible d'éliminer complètement l'impulsion de commutation-décommutation. Tous les signaux sont ramenés dans une seule gamme d'amplification, évitant de ce fait le travail à saturation des appareils de dépouillement au moment des commutations de gain.

6.6. - Gain et bande passante des récepteurs TBF

6.6.1. - Gain

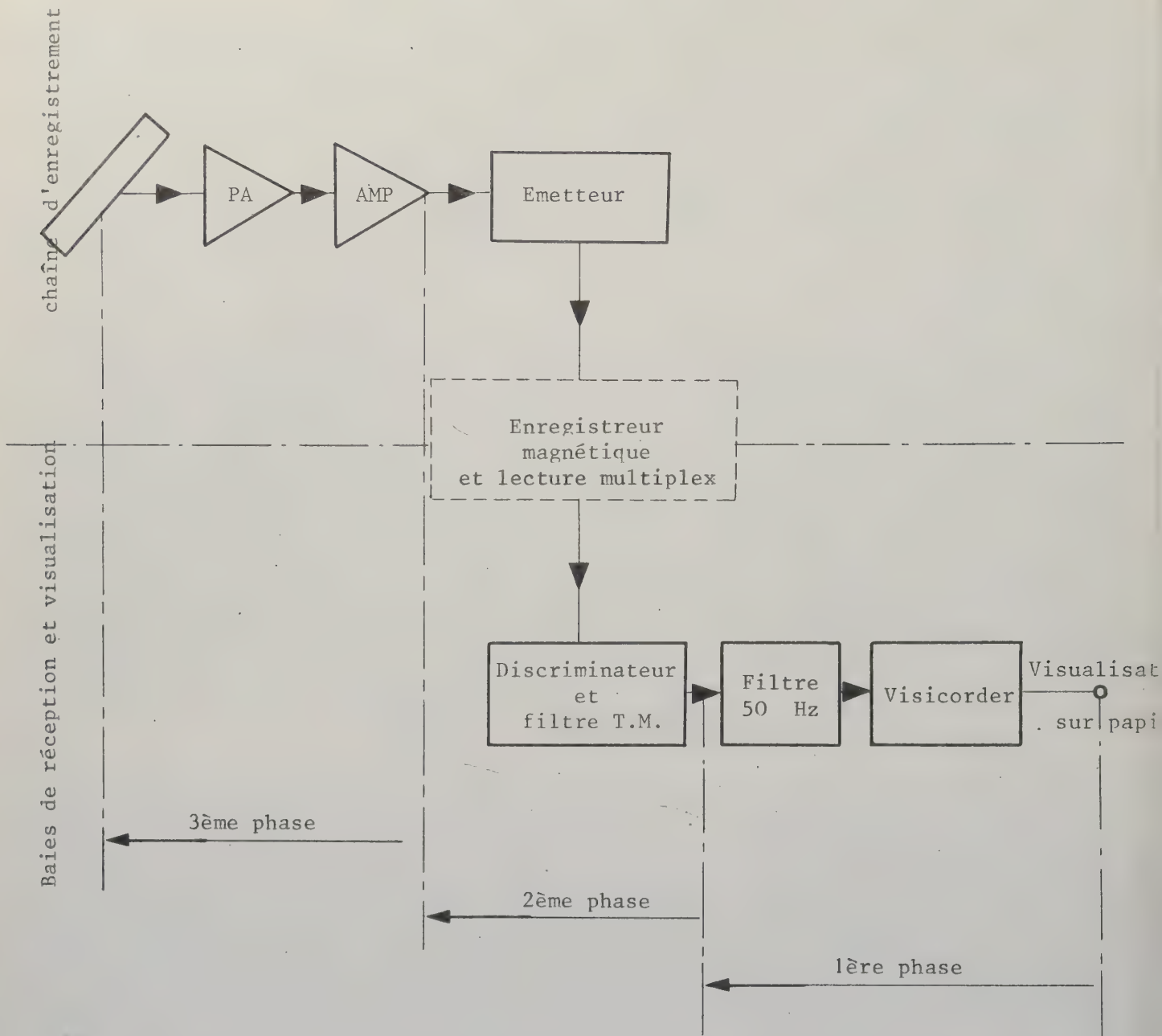
La valeur du gain en mV par mV qui caractérise les récepteurs TBF embarqués, et dont la connaissance précise est indispensable pour le tracé des courbes de bruits intégrés, a été obtenue en utilisant la totalité des résultats de mesures effectuées à Kerguelen, lors des calibrations TBF, et en moyennant les valeurs obtenues.

La valeur finale découlant alors d'une quarantaine de mesures et résultats, il en résulte que l'erreur commise sur sa détermination peut être considérée comme faible.

Toutefois, entre la lecture directe sur oscilloscope (ou sur papier) et la sortie des récepteurs TBF montés sur la fusée, il s'est interposé une série d'appareillages (modulateurs de télémètre, émetteur, récepteur, appareils de visualisation) dont il est indispensable de connaître les différentes fonctions de transfert, avant de chiffrer les résultats qui en découlent.

L'exemple ci-dessous précise la méthode adoptée et donne une idée des différentes corrections apportées sur les baies de réception et visualisation.

La chaîne complète existant entre les capteurs TBF et la lecture sur appareil visicorder est schématiquement reproduite ici :



L'obtention du niveau TBF détecté à la sortie du préamplificateur (PA) s'effectue en trois phases permettant de remonter du résultat à la source.

L'exemple consiste à déterminer la sensibilité de la voie X du vol 1 à 1000 Hz, sachant que :

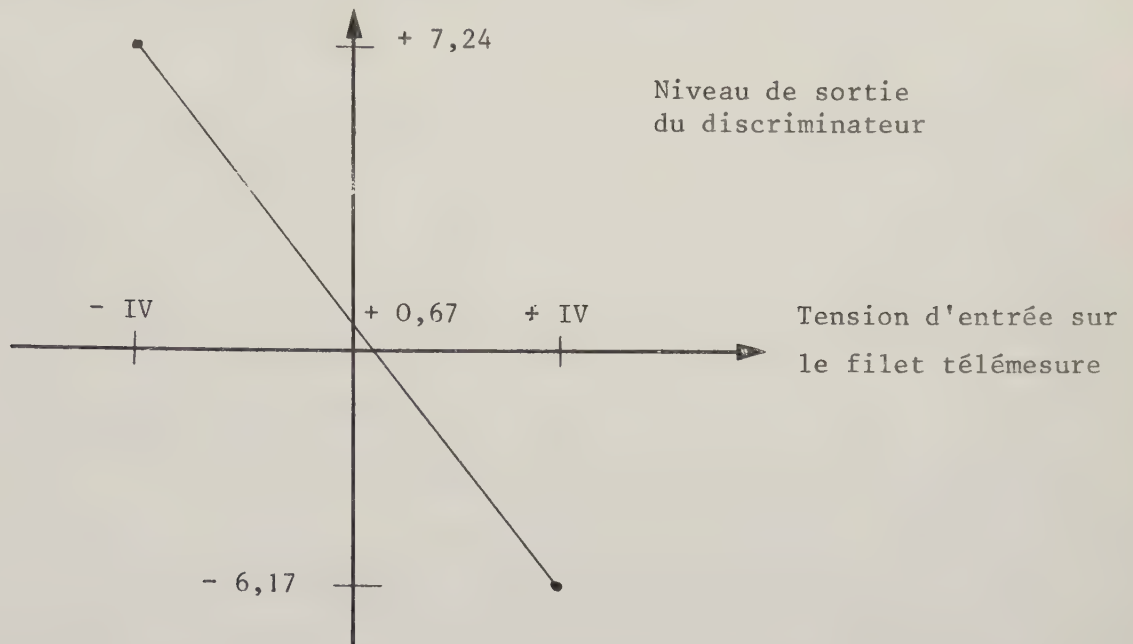
- le champ émis est de 153 mV_{cc}
- l'élongation lue sur visicorder est de 7,9 mm.

a) Première phase : Calibration du visicorder et du filtre de bande à 1000 Hz

52,7 mm d'élongation, lue sur visicorder, correspondent à un signal TBF de 13 V_{cc} , appliqué à l'entrée du filtre :

soit : $0,246 \text{ V}_{cc}$ par mm

b) Deuxième phase : Etalonnage du filtre de télémessure et du discriminateur :



Nous pouvons admettre que le défaut de linéarité du discriminateur est négligeable et posons que :

$$V_{\text{sortie}} = 6,68 V_{\text{entrée}}$$

d'où

niveau V sortie discri = $n_{\text{mm}} \times 36,9$	(en mV_{cc})
---	-------------------------------

c) Troisième phase : sachant que l'amplificateur à gain commuté (AMP) était sur le gain moyen, on en déduit finalement la fonction de transfert globale:

$V_{\text{cc}} \text{ signal TBF} = n_{\text{mm}} \times 7,39$	(en mV_{cc})
--	-------------------------------

soit dans notre exemple :

niveau du signal TBF
à la sortie du préamplificateur = $7,9 \times 7,39 = 58,5 \text{ mV}_{\text{cc}}$

d) D'où la relation mV/mV

$$\text{mV}/\text{mV} = \frac{153}{58,5} = 2,64$$

L'exemple ci-dessus, donné à 1000 Hz, montre qu'il est indispensable de connaître la fonction de l'alinéa "a" à toutes les fréquences de la gamme de mesures. En effet, le galvanomètre du visicorder est limité à 7000 Hz, et le filtre de bande qui est un filtre actif introduit des rebondissements non négligeables.

6.6.1.2. - Gain en $m\gamma$ par mV des voies X, en sortie des préamplificateurs

Fréquence Modèle de vol. (Hz)	300	500	700	1 000	1 500	3 000	5 000
VOL 1.	3,06	3,23	2,62	2,67	2,72	2,64	2,95
VOL 2.	3,30	3,30	4,09	3,72	3,41	3,86	4,52
VOL 3.	4,3	3,34	3,38	3,74	3,74	3,33	4,36

Les plus nombreuses mesures effectuées à 450, 700 et 1500 Hz (bruits intégrés, polarisation) permettent de mieux préciser la valeur du gain du préamplificateur, en $m\gamma$ par mV à ces trois fréquences, à savoir :

Fréquence Modèle de vol. (Hz)	450	700	1 500
VOL 1.	3,00	2,91	3,00
VOL 2.	3,63	3,81	3,37
VOL 3.	4,00	3,72	3,56

Ces deux tableaux permettent de constater que l'incertitude sur les mesures est comprise entre 5 et 10 %.

6.6.1.3. - Gain en $m\gamma$ par mV des voies Y en sortie des préamplificateurs

Vol 1 : 2,84

Vol 2 : 3,37

Vol 3 : 3,13

Le gain est donné à 700 Hz pour les trois vols*

Si nous considérons que l'erreur relative apportée par les appareillages eux-mêmes est négligeable devant celles apportées par les appareils à lecture directe (niveau du champ TBF à l'émission lu à l'oscilloscope, lecture sur enregistreur graphique) et que nous estimions ces dernières à 10 % en moyenne, nous voyons que nous ne pouvons guère espérer une précision meilleure que ± 2 dB sur la valeur absolue vraie.

NOTA : La valeur théorique de réglage des récepteurs en laboratoire étant de 3,11 $m\gamma/mV$, nous pouvons déduire grossièrement des résultats précédents que l'effet d'absorption de la structure environnante est extrêmement faible, puisque cet effet rentre en ligne de compte dans la valeur des résultats. Rappelons toutefois que cet effet est négligeable parce que nous avons interrompu électriquement ladite structure (voir § 4.3.2.).

Bandes passantes des récepteurs embarqués (Voie X)

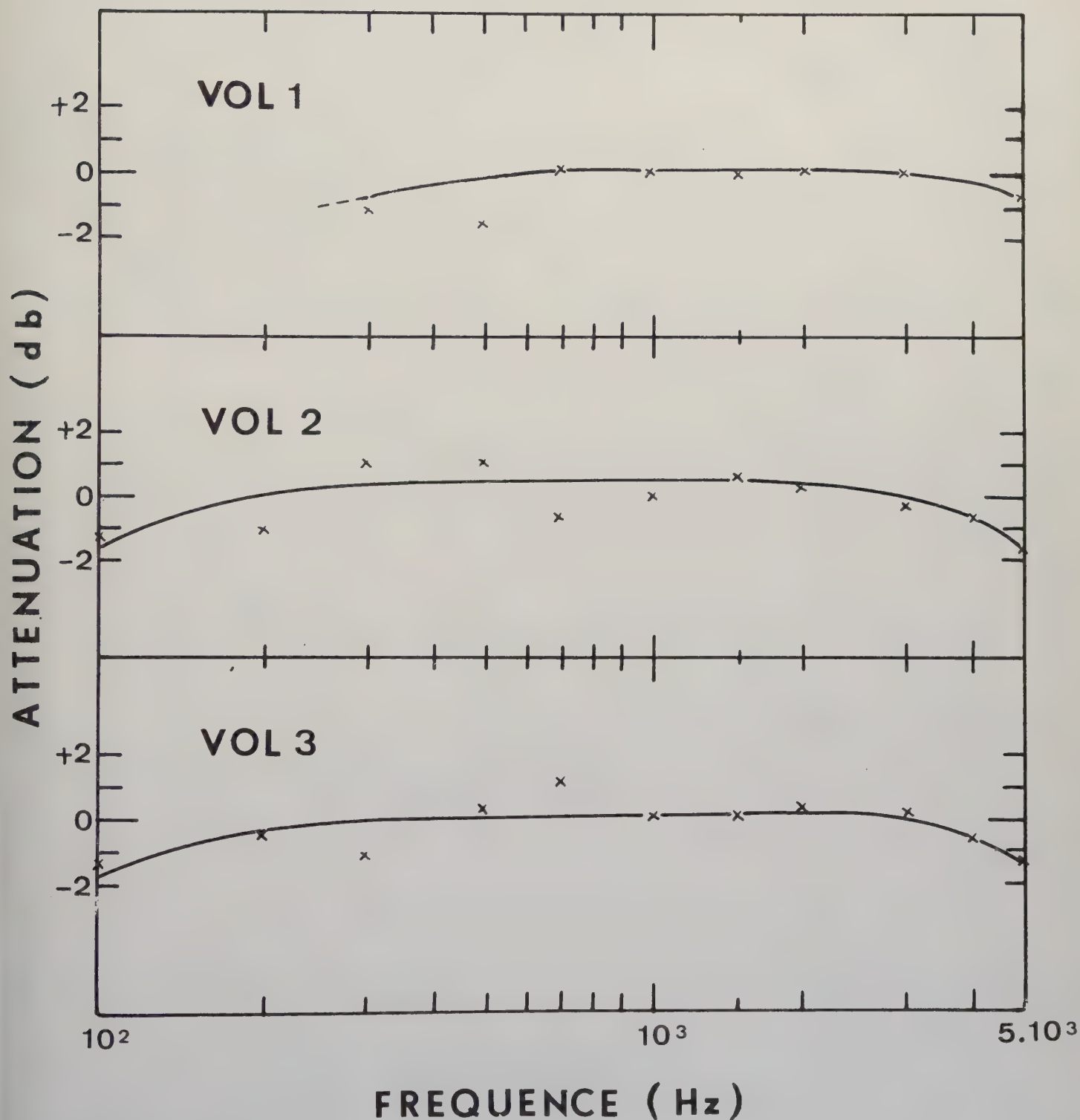


FIG:4.3

Bandes passantes des récepteurs embarqués (Voie Y)

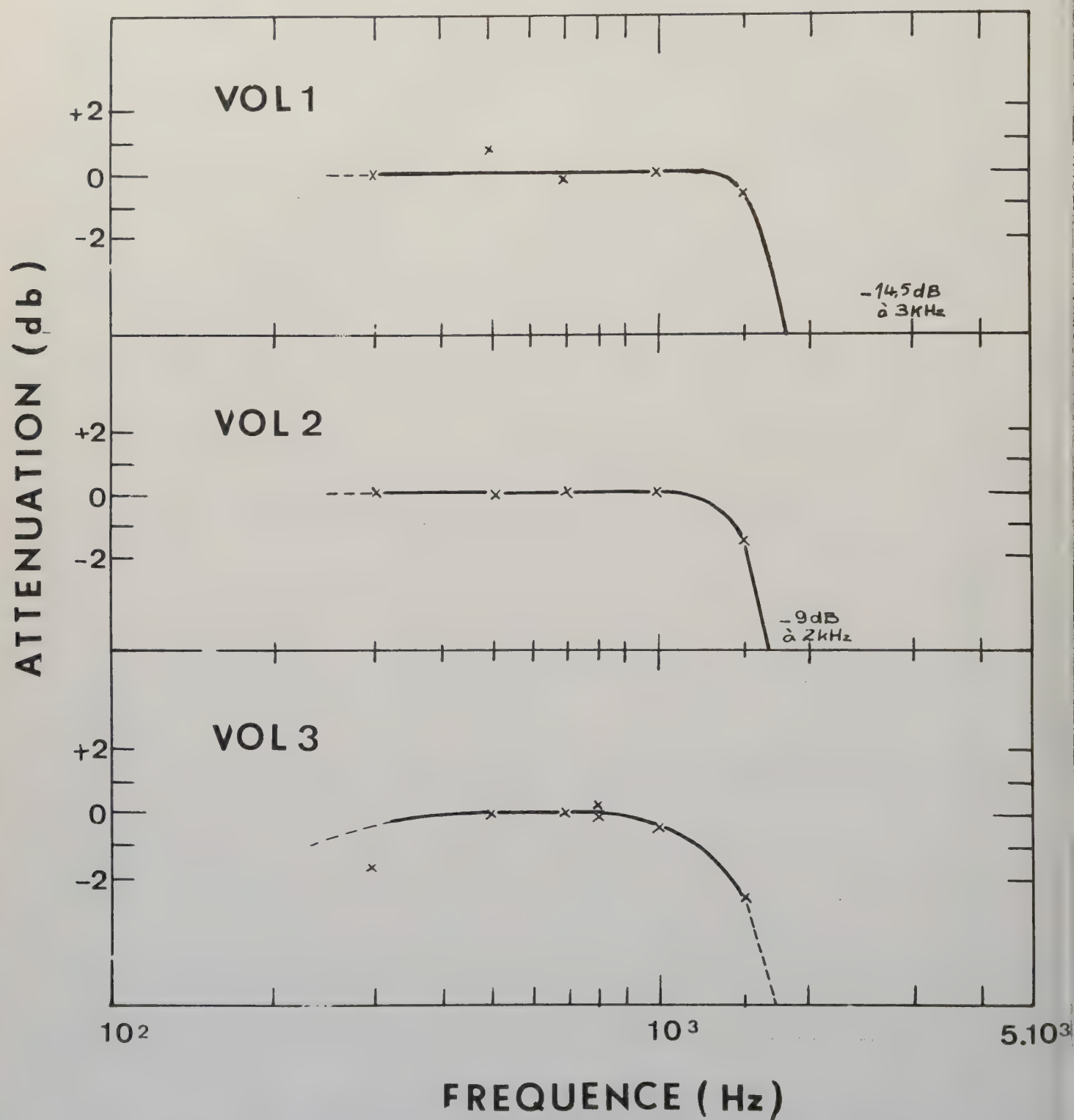


FIG:44

6.6.2. - Bande passante

Des tableaux semblables à ceux du paragraphe précédent, permettent de tracer la bande passante des récepteurs embarqués. Tableaux qui tiennent compte de la non linéarité des traducteurs de tension de la télémesure de chaque engin.

La figure 43 montre les résultats obtenus pour les voies X.

La figure 44 montre ceux obtenus pour les voies Y, au moyen des résultats de mesures de Kerguelen.

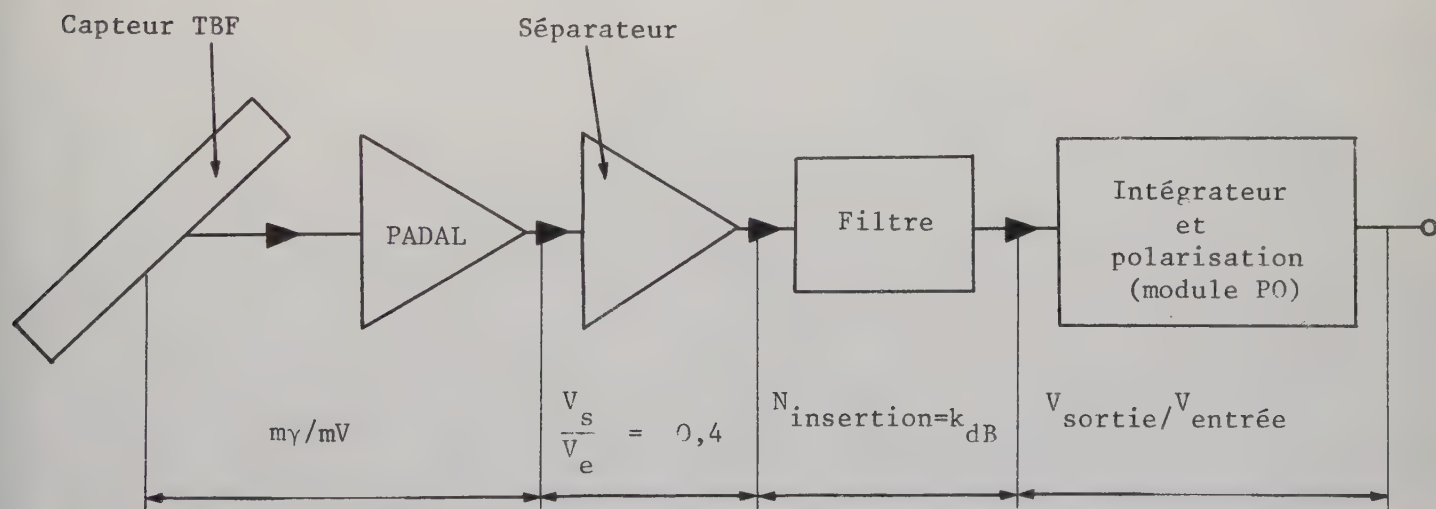
6.7. - Bruits intégrés

6.7.1. - Courbes d'étalonnage

On dispose, pour le tracé des courbes d'étalonnage applicable au traitement des voies 5, 6 et 7 de la télémesure, des mesures suivantes :

a) Les points de mesure correspondant aux essais d'intégration de Kerguelen, qui sont portés sur un abaque semi-logarithmique directement en volt de sortie par γ à l'entrée (pointe triangulaire de la figure 45) ;

b) Par des mesures plus précises faites en laboratoire sur les intégrateurs ; on possède des points expérimentaux (cercles sur la figure 45) donnés en volts de sortie des intégrateurs en fonction des volts d'entrée. Pour les reporter sur la même figure que les données précédentes, il faut utiliser la transcription champ dans l'antenne volt amplificateur du paragraphe 6.6.1. ; tenir compte du gain en tension du montage adaptateur des filtres de bande (montage atténuateur dans le rapport $\frac{4}{10}$) et de la perte d'insertion des filtres de bande (paragraphe 2.4.1.).

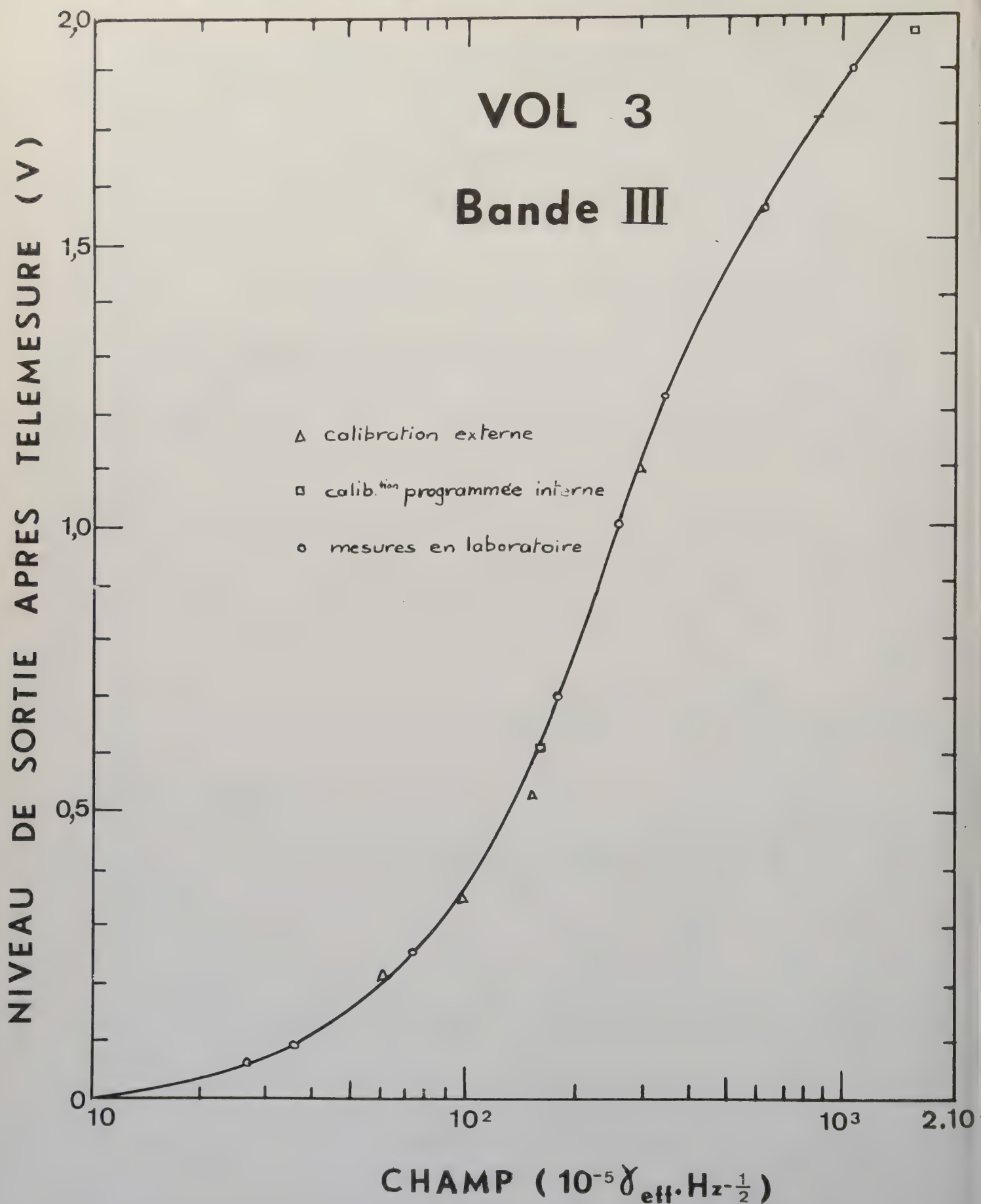


Pour la bande III ($1000 < f < 2000$ Hz) les deux courbes coïncident parfaitement.

Pour les autres bandes, apparaît un léger désaccord, lié à la difficulté de mesure dans les basses fréquences, mesure plus délicate, et sujette à une moindre précision. Dans ce cas, nous prendrons la courbe moyenne.

Les courbes 46, 47 et 48 donnent les résultats obtenus pour chaque vol.

Courbe d'intégrateur de bruit TBF



Etalonnage des intégrateurs de bruit .

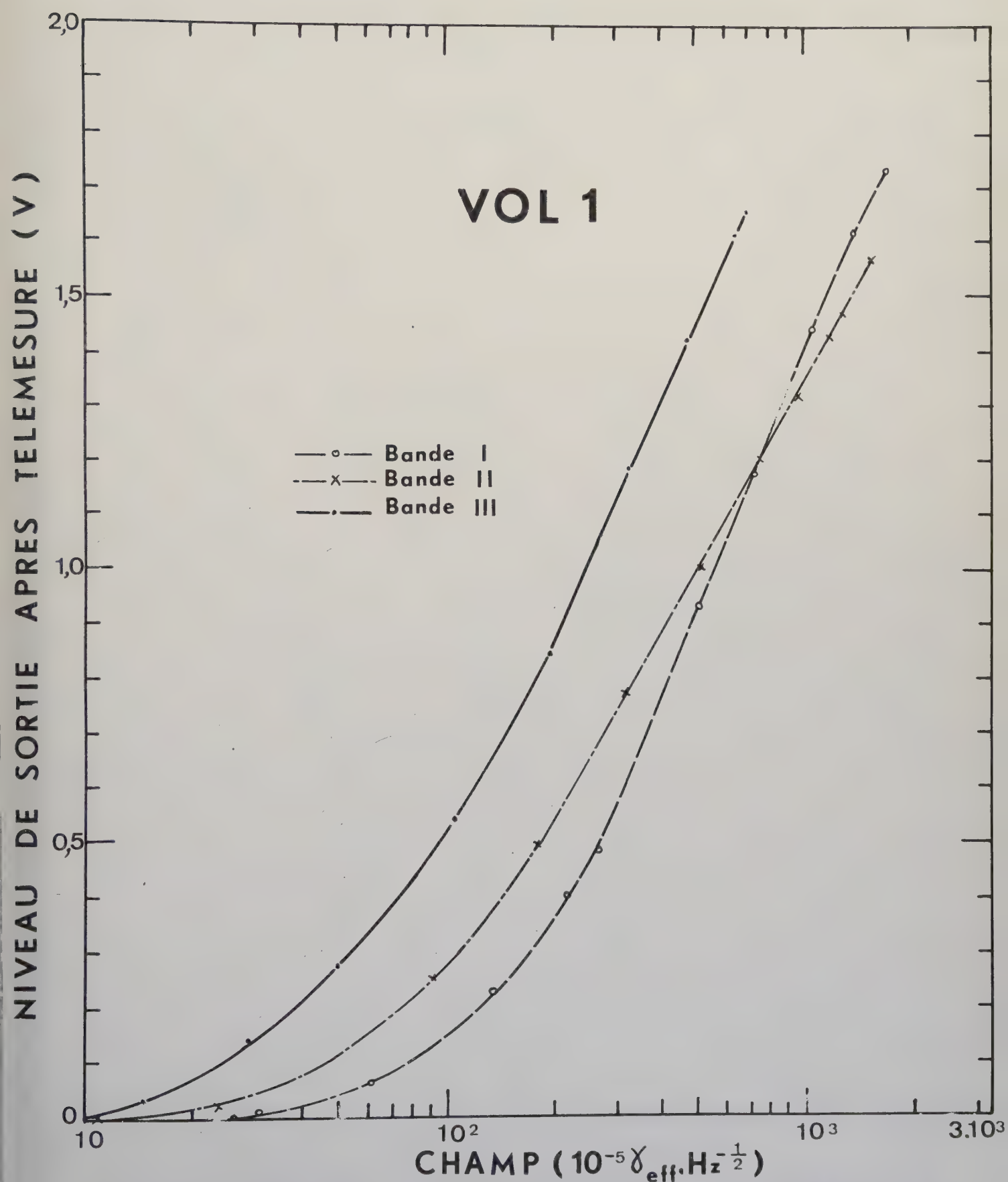


FIG: 46

Etalonnage des intégrateurs de bruit

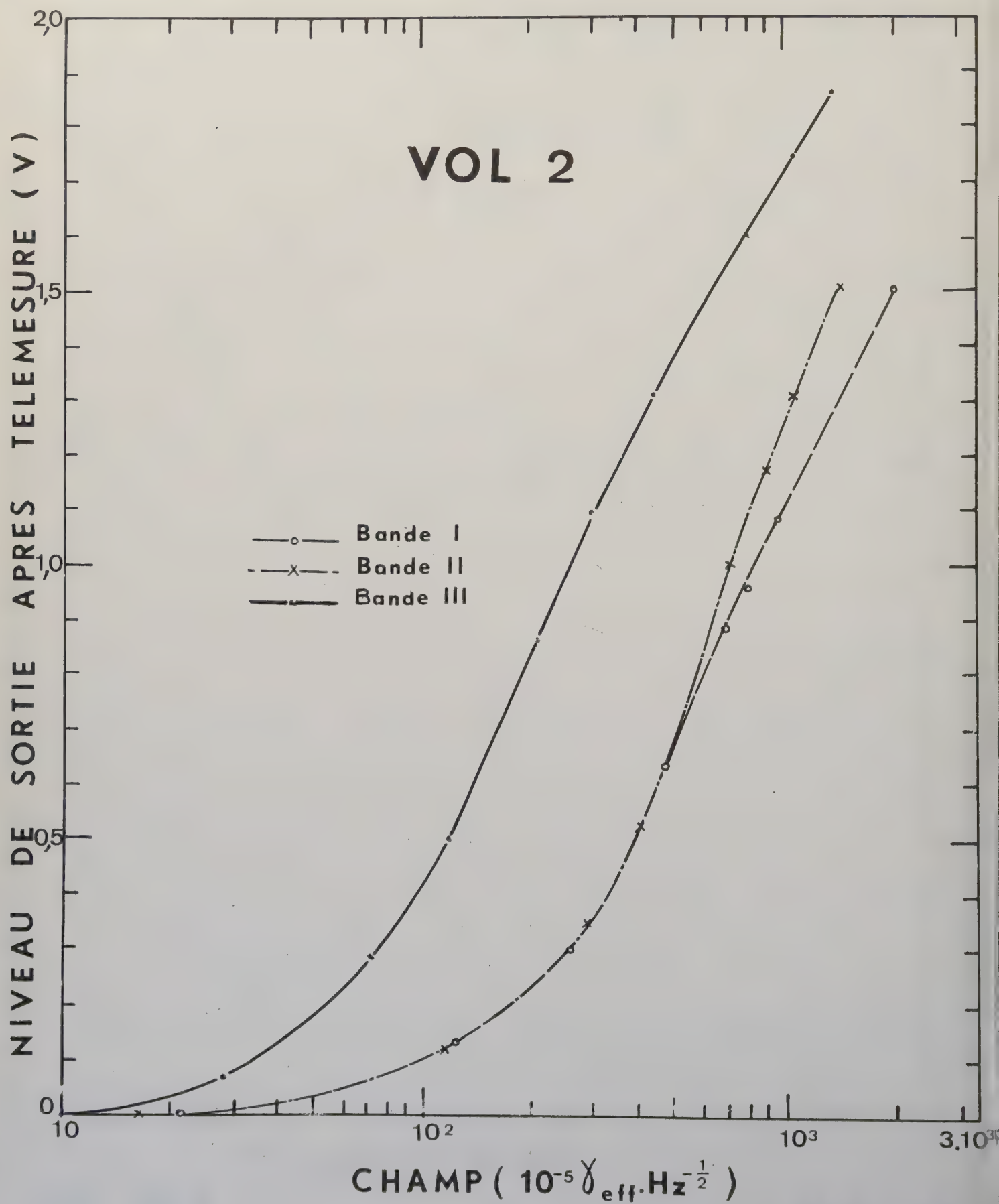


FIG -47

Etalonnage des intégrateurs de bruit

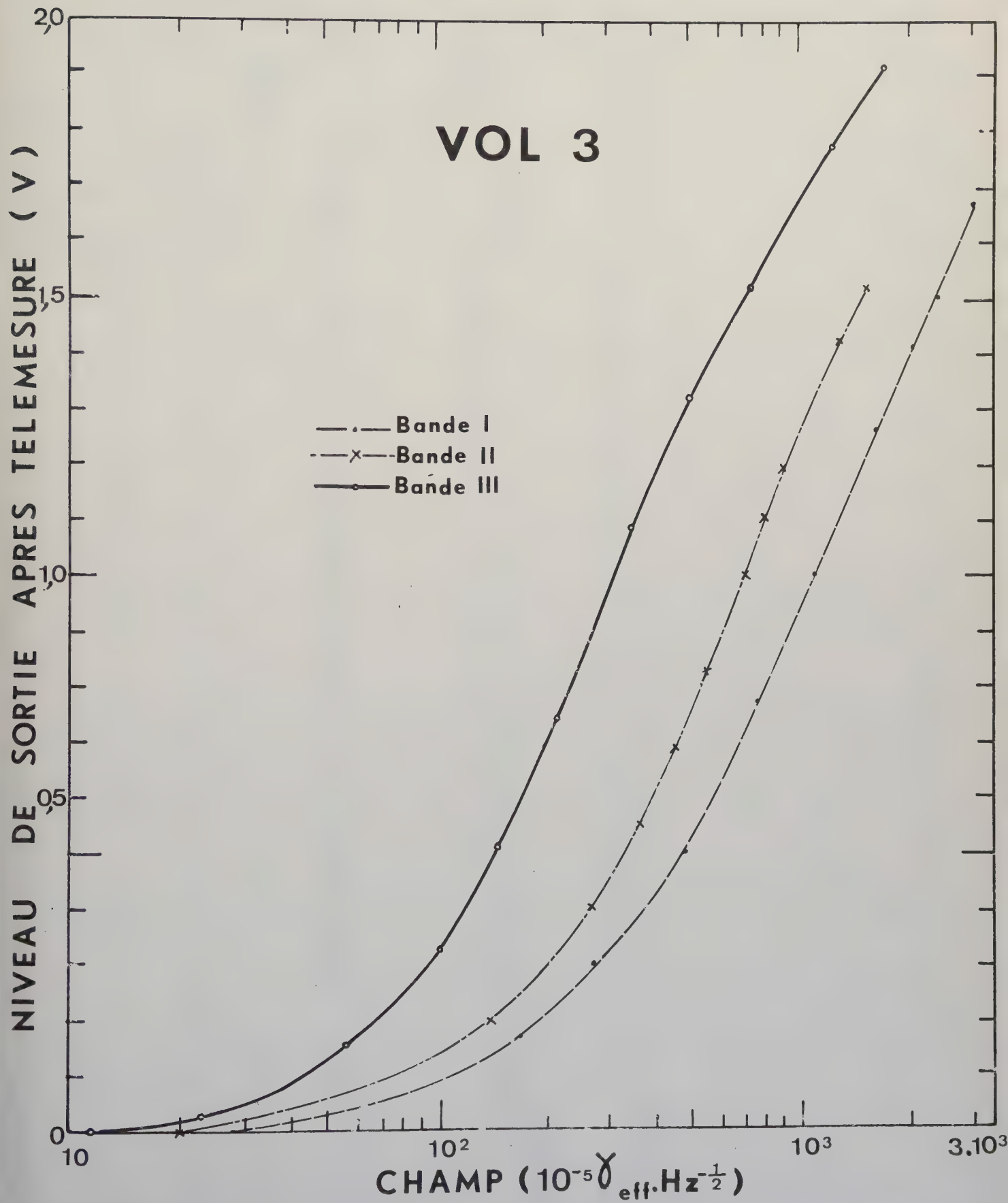
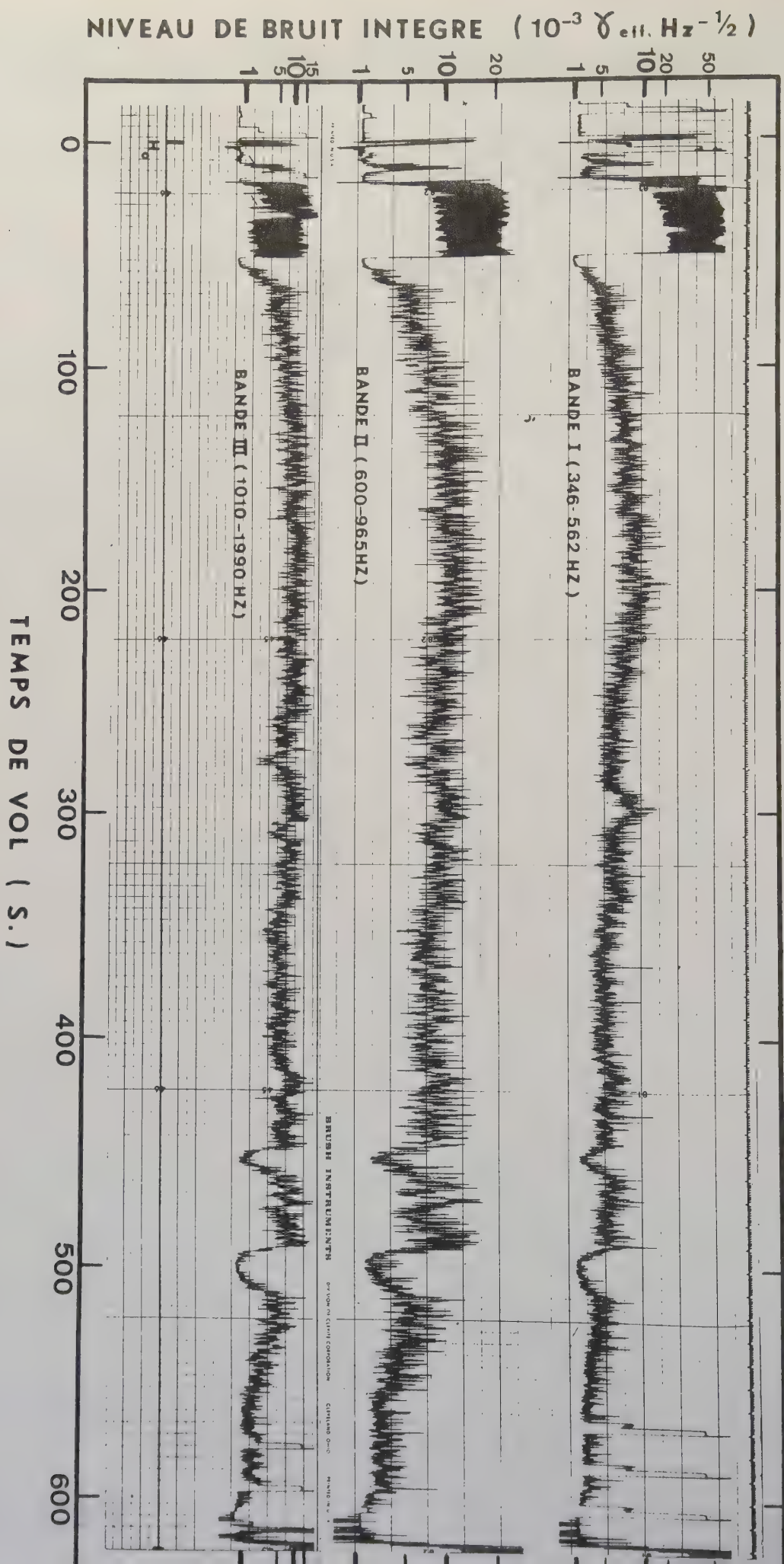


FIG:48

VOL 3 KERGUELEN 1er AVRIL 1968



H₀ = 3^H 26^{MIN} 02^{SEC} 930 T.U.

FIG:49

REMARQUE : Ces courbes sont graduées en $\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$ bien que l'étalonnage ait été effectué au moyen de signaux sinusoïdaux. Toutefois, la graduation ainsi obtenue est valable dans la mesure où le rapport signal à bruit des signaux d'étalonnage est très élevé, ce qui était le cas.

6.7.2. - Variation du bruit intégré au cours du temps

La figure 49 donne à titre indicatif la variation en fonction du temps du bruit intégré du vol 3 dans les trois bandes de mesure.

Les ordonnées sont graduées en $m\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$ compte tenu des largeurs de bande à 3 dB des filtres d'analyse (canal I : 116 Hz, canal II : 365 Hz, canal III : 980 Hz).

REMARQUE : Normalement, il aurait fallu prendre la largeur spectrale équivalente du filtre et non pas la largeur à 3 dB. Toutefois, vu la raideur des flancs des filtres (figure 10), la différence entre ces deux largeurs de bande est négligeable devant la précision de la mesure.

Les paliers visibles au début et en fin de vol correspondent à ceux de la calibration automatique pour les densités spectrales de :

$$\begin{aligned} 9,00 \cdot 10^{-3} \text{ et } 40,0 \cdot 10^{-3} \quad \gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2} \quad \text{à } 500 \text{ Hz} \\ 1,80 \cdot 10^{-3} \text{ et } 14,5 \cdot 10^{-3} \quad \gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2} \quad \text{à } 1500 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Une reconstitution schématisée des bruits détectés simultanément au sol et en fusée est donnée sur la figure 50. Les courbes sont graduées en $\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$ en appliquant la méthode décrite au paragraphe précédent.

On remarque une très nette montée du bruit dès que la fusée a traversé les basses couches de l'ionosphère ($h \approx 100 \text{ km}$). Puis le bruit reste sensiblement constant, sauf vers la fin du vol où deux diminutions très importantes apparaissent sur les enregistrements fusée, sans avoir leur équivalent au sol. La fusée étant alors à une grande distance horizontale ($\sim 300 \text{ km}$) de la base de lancement, ce phénomène permet peut-être d'établir la limite de cohérence horizontale des émissions TBF.

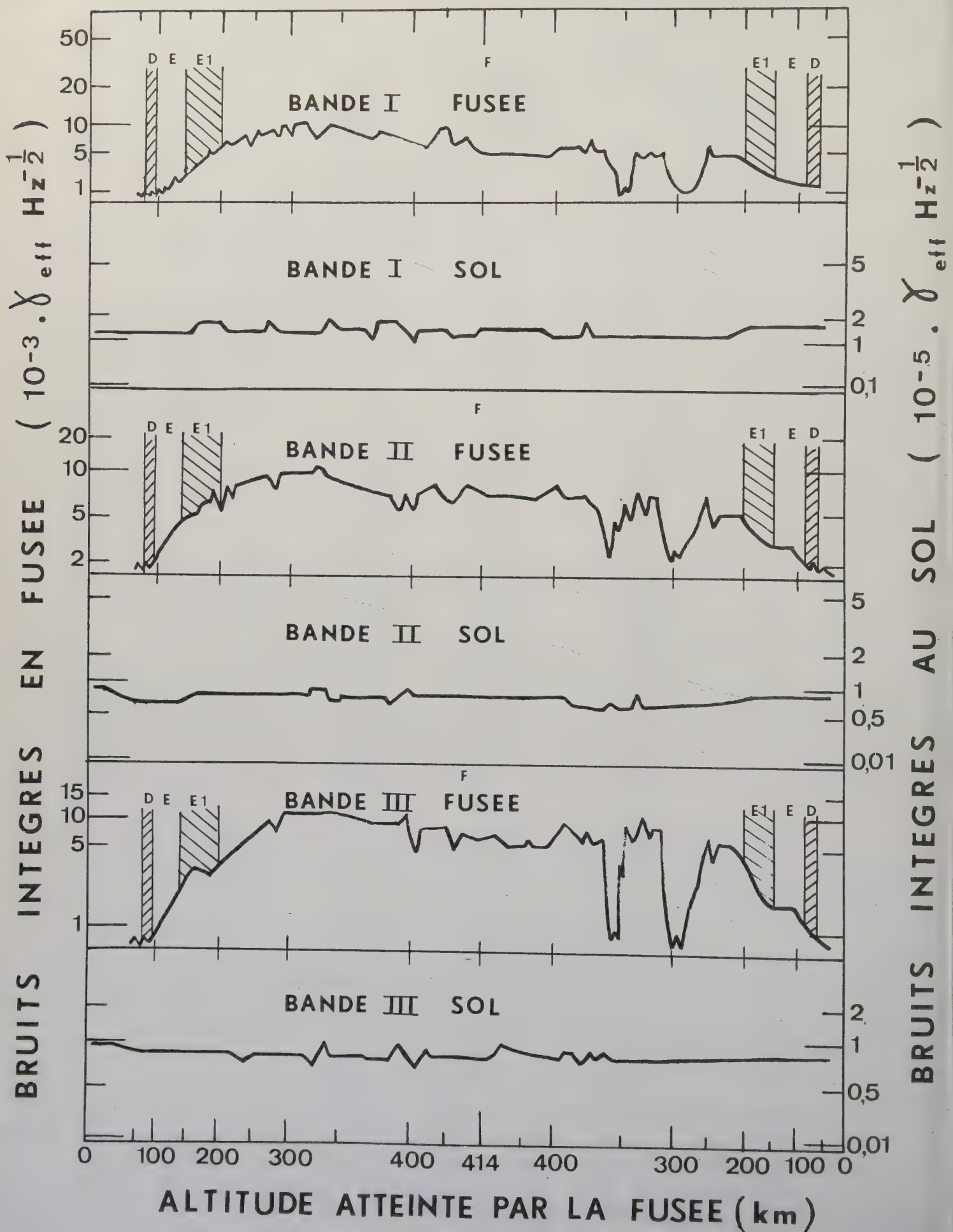
De la valeur du champ, on remonte facilement au flux de puissance spectrale, si l'on connaît l'indice de réfraction. Celui-ci est obtenu à partir de sondages ionosphériques et des formules théoriques usuelles valables pour le mode des sifflements. Les valeurs préliminaires d'indice nous ont été fournies par M. SUKERA.

Un exemple de la comparaison ainsi obtenue est donnée sur la figure 51. On voit qu'apparaît un flux de puissance important au voisinage de la couche E, qui peut correspondre à une interférence entre les ondes descendantes et montantes. Par ailleurs, la comparaison des valeurs moyennes montre l'existence d'une atténuation voisine de 30 dB. Cette atténuation n'est toutefois pas à considérer comme étant due à une absorption (BERTHOMMIER et al, 1969).

6.7.3. - Estimation de l'amplitude des phénomènes discrets forts

L'étude des bruits intégrés montre que les signaux discrets (choeur) ne dépassent le bruit moyen détecté (souffle) que d'environ 6 dB, ce qui explique les difficultés rencontrées lors des mesures précises du temps de groupe. Le niveau moyen du souffle s'établit entre 2 et $20 m\gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$. Nous avons replacé ces ni-

Représentation schématique des bruits intégrés détectés
au sol et en fusée (vol 3 - Kerguelen - 1^{er} avril 1968)



Puissance spectrale et indice à 500 Hz

VOL 3 - KERGUELEN - 1^{er} AVRIL 1968 .

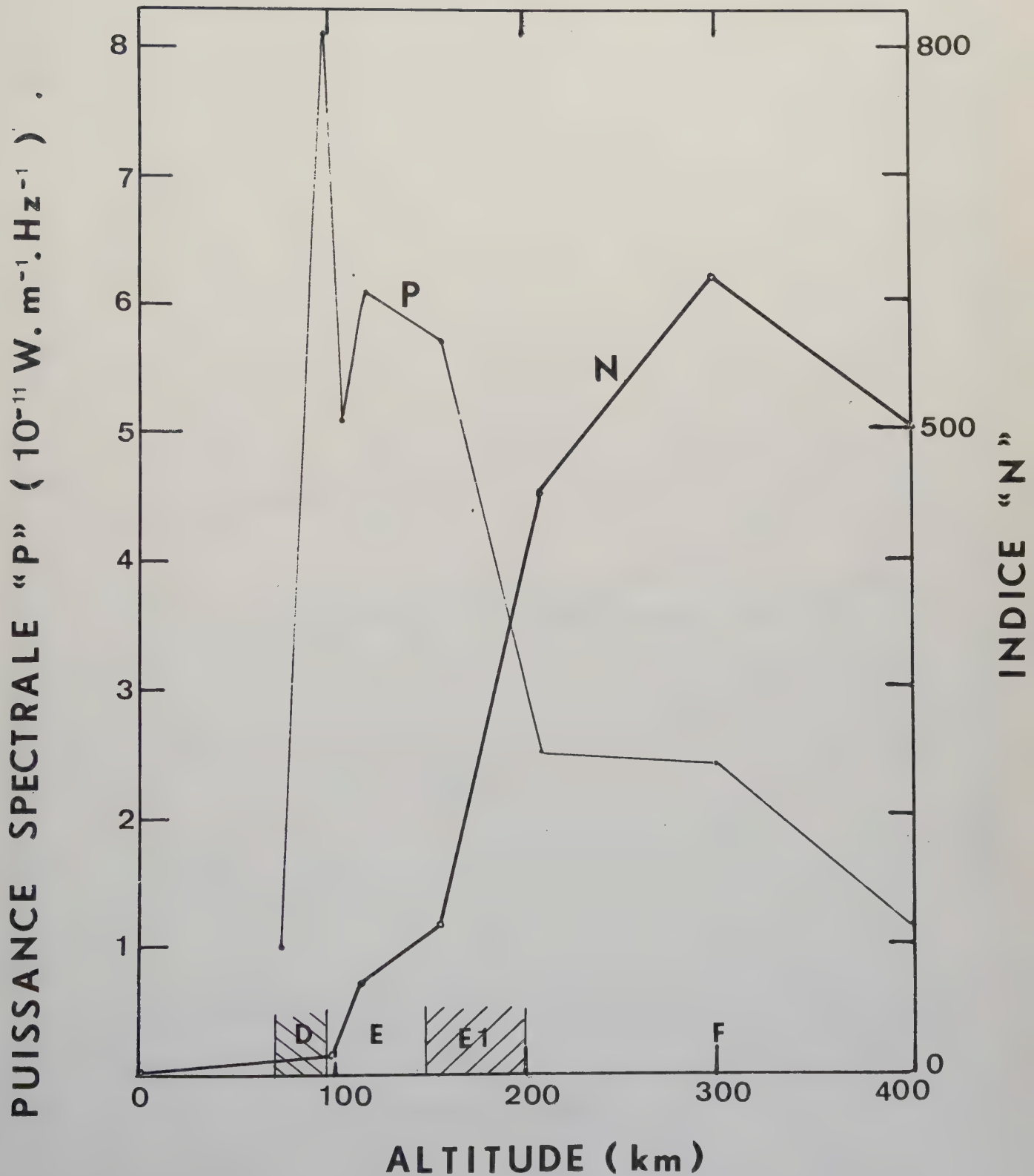


FIG : 5

EN SATELLITES ET FUSEES

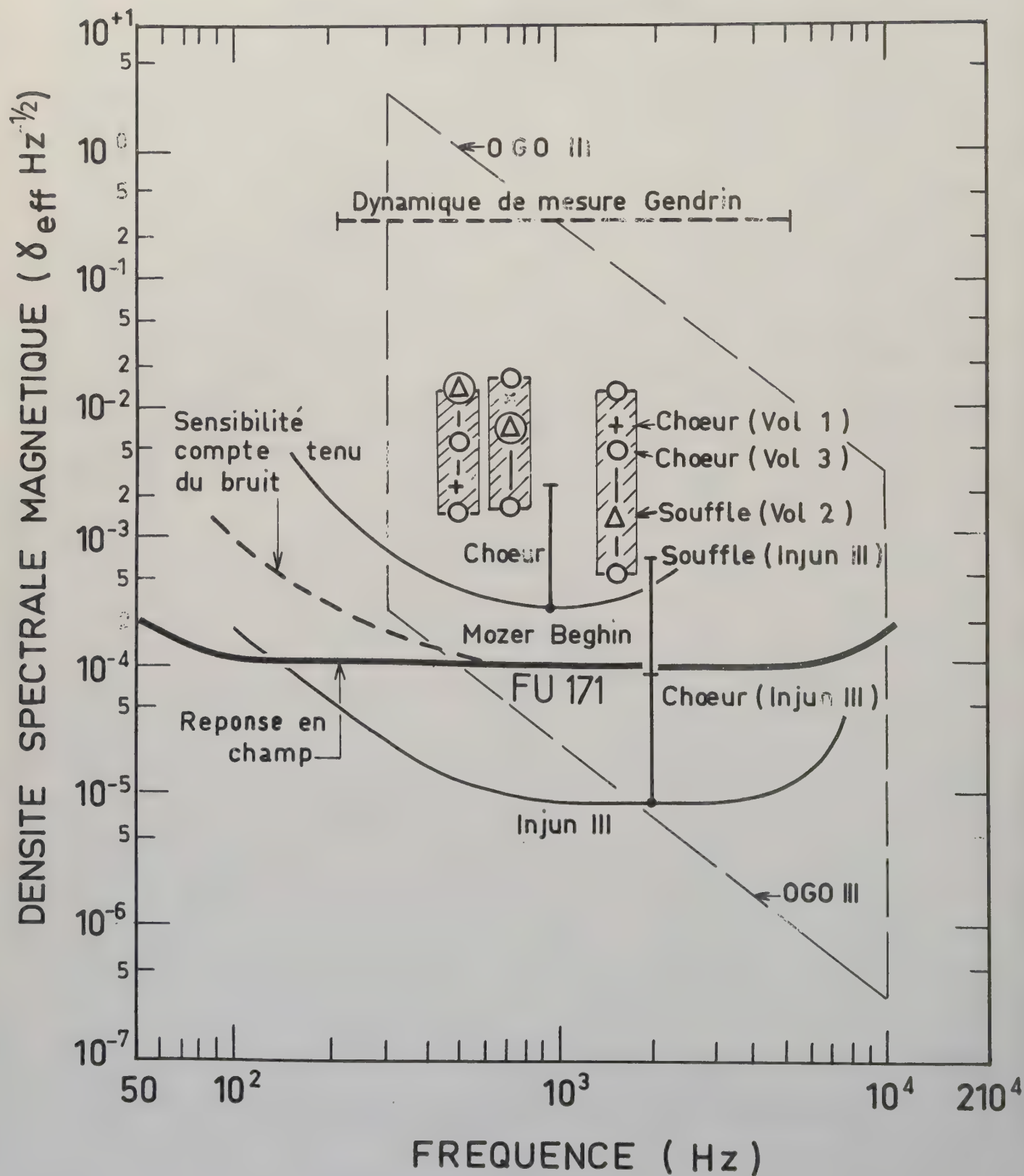


FIG 52

veaux sur le graphique général des observations en satellite (KARCZEWSKI et VIGNERON, 1967) (Figure 52).

Cette figure appelle de nombreuses remarques :

1) Bien que la bande passante de l'amplificateur utilisé par MOZER et BEGHIN (BEGHIN, 1967) soit plate entre 150 et 2300 Hz, nous avons représenté la sensibilité de cette expérience par une courbe ayant une pente de 6 dB par octave de part et d'autre de 800 Hz. En effet, l'antenne étant une boucle non contre réactionnée, la réponse en champ est proportionnelle à dB/dt. On peut d'ailleurs voir le même genre de courbe sur le récepteur d'INJUN 3 (GURNETT, et O'BRIEN, 1964).

2) Même lorsqu'ils donnent leur réponse en champ magnétique et non en volts, les autres auteurs oublient de tracer la courbe de sensibilité en fonction de la fréquence. On sait pourtant que le bruit des transistors en basse fréquence augmente, ainsi que le champ minimum détectable (voir figure 4). Ceci a pour conséquence que les courbes effectives données pour les autres expérimentateurs sont vraisemblablement au-dessus des courbes en trait plein pour les fréquences $\lesssim 800$ Hz. La courbe en traits interrompus reporte sur le graphique notre sensibilité aux fréquences basses, mesurées lors des essais d'intégration. On constate effectivement que cette dernière courbe se distingue de celle de la bande passante des récepteurs en-dessous de 500 Hz.

3) Les niveaux observés sont à peu près équivalents à ceux détectés par MOZER et BEGHIN, mais sensiblement plus forts que ceux détectés à bord du satellite INJUN III. Ceci est probablement dû à la forte valeur de l'indice aux altitudes comprises entre 200 et 400 km (puisque à flux de puissance identique, l'amplitude des champs détectés est proportionnelle à la racine carrée de l'indice).

La planche 53 montre deux exemples de phénomènes discrets particulièrement forts, nettement au-dessus du niveau moyen détecté.

La partie supérieure des sonagrammes représente l'intégration du signal TBF dans la bande d'analyse du SPECTRAN.

En posant qu'à un instant donné, la puissance spectrale obtenue en présence d'un phénomène est égale à la somme des puissances mises en jeu soit :

$$P_{\text{totale}} = P_{\text{signal discret}} + P_{\text{souffle}}$$

et que l'intégration est quasi linéaire dans la plage de mesure, il vient :

$$e_{\text{totale}}^2 = e_{\text{signal discret}}^2 + e_{\text{souffle}}^2$$

On peut en déduire l'amplitude approximative du phénomène discret, connaissant le niveau moyen du souffle dans la bande du phénomène.

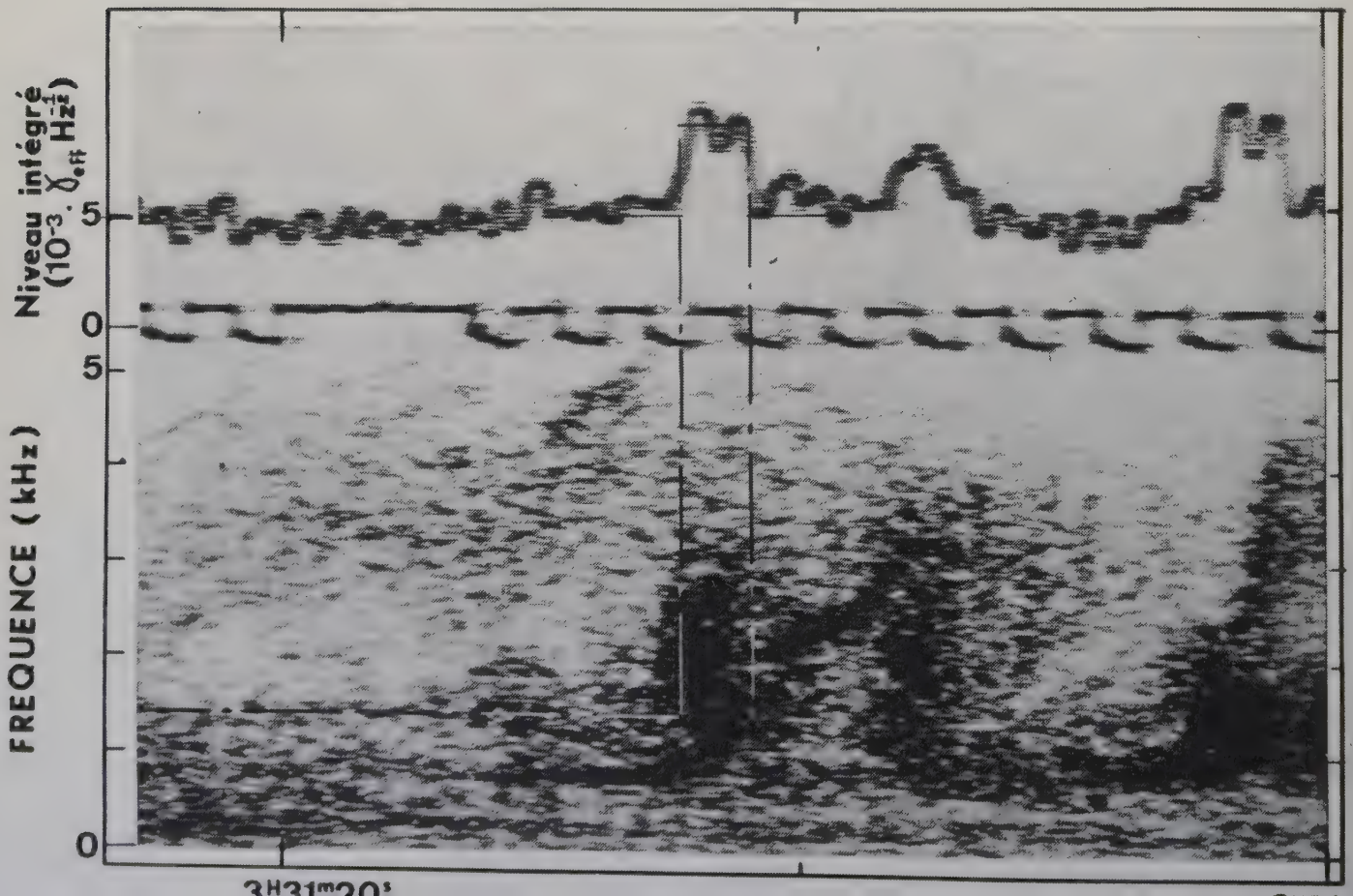
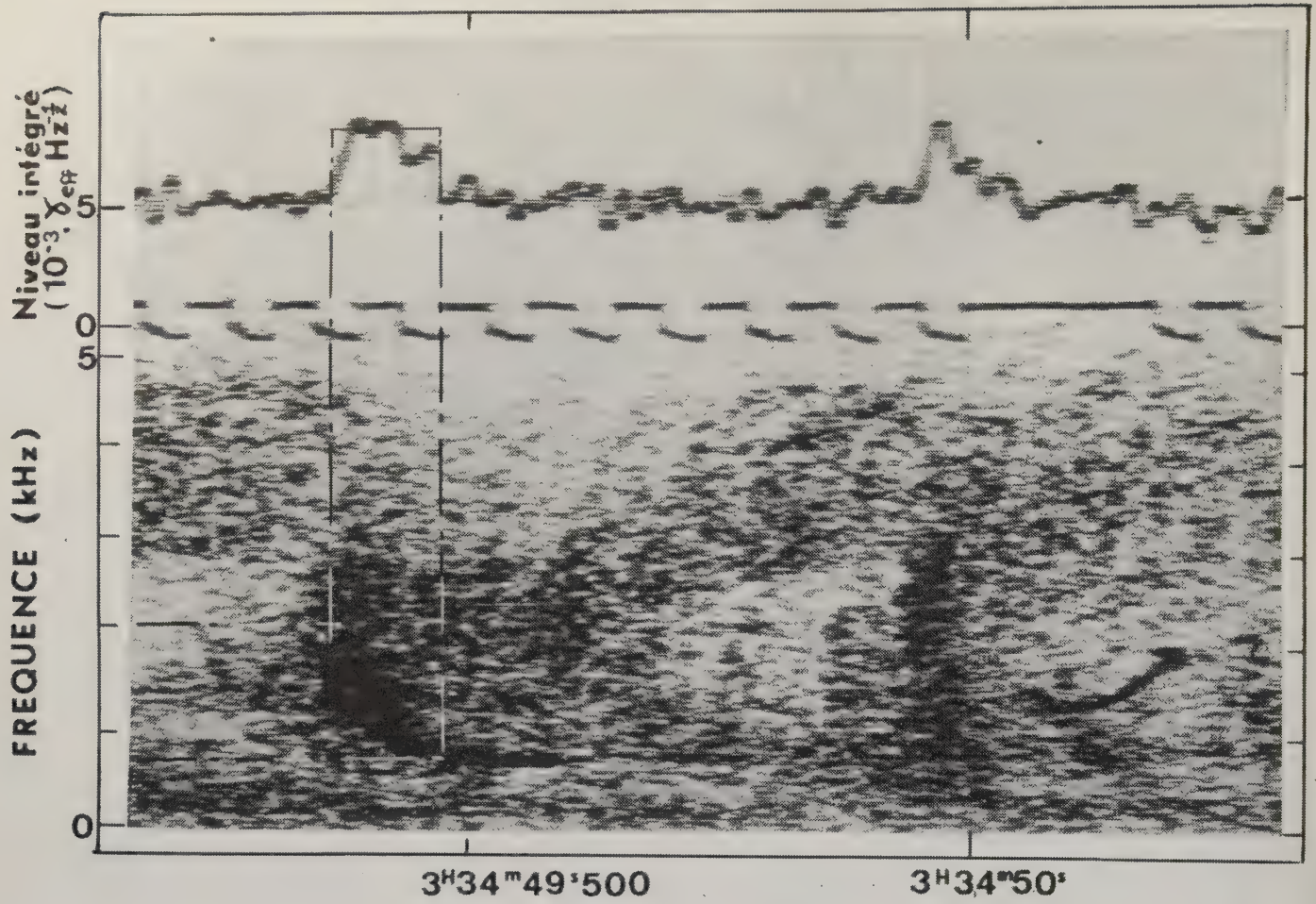
L'intégration au sonagramme laisse apparaître, en général, que :

$$|e_t| = \frac{3}{2} |e_{\text{souffle}}|$$

d'où

$$e_{\text{signal}} \simeq e_{\text{souffle}}$$

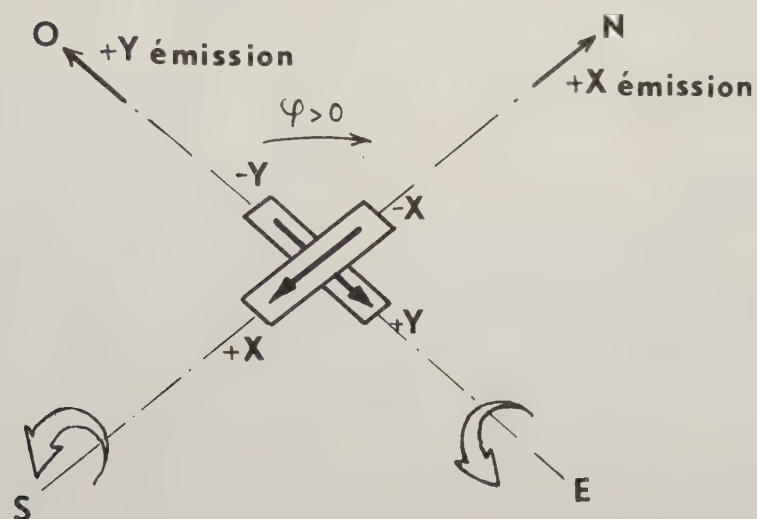
VOL 3



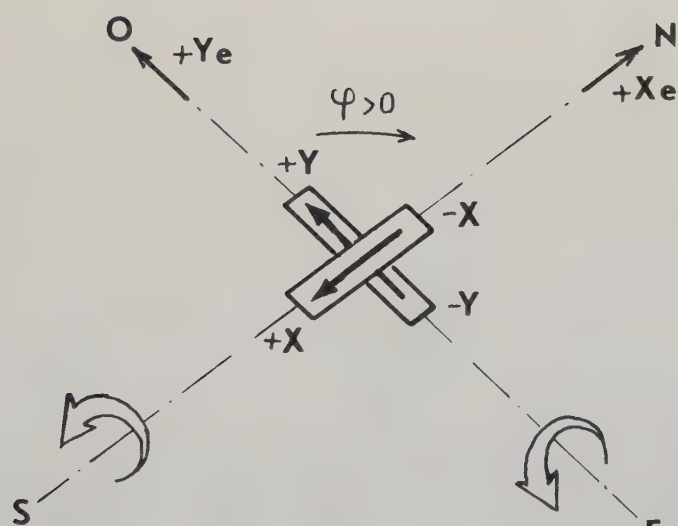
Positionnement des antennes sur les vols

vue de dessus

VOL 1



VOL 2



VOL 3

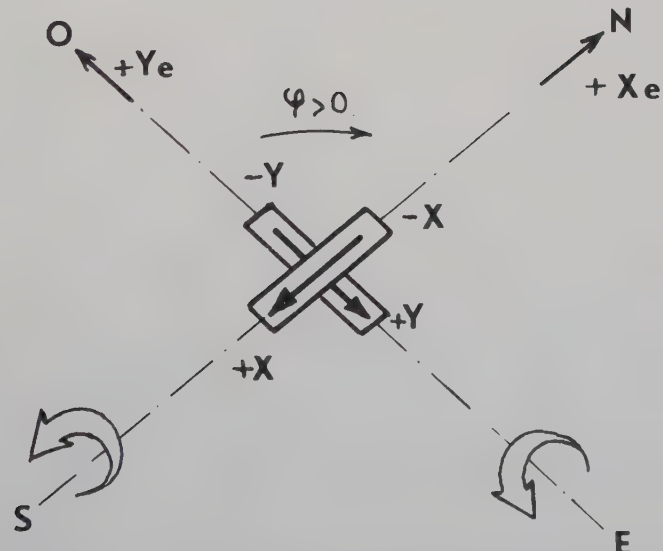
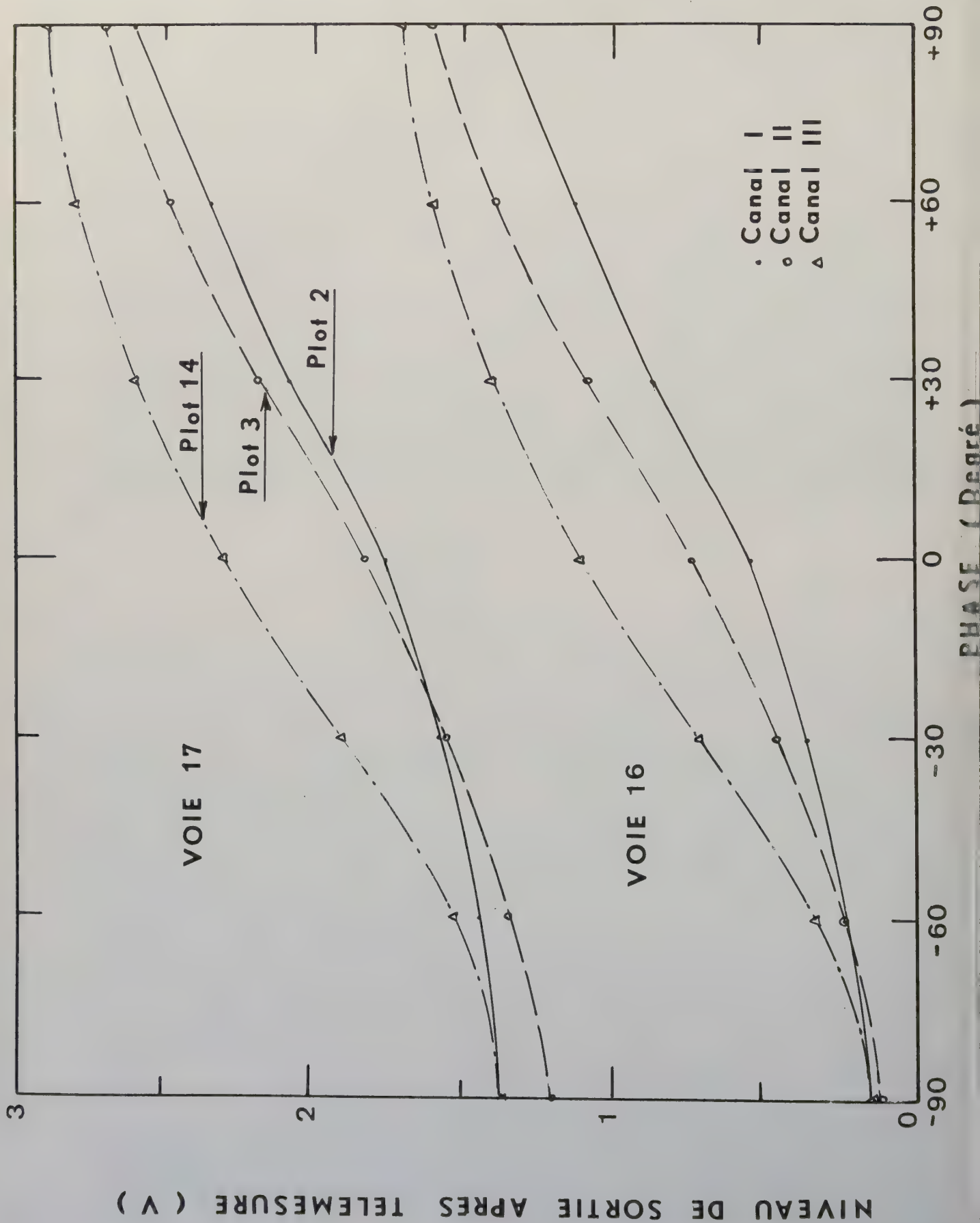


FIG : 54

Etalonnage des mesures de phase

VOL 1



Etalonnage des mesures de phase

VOL 2

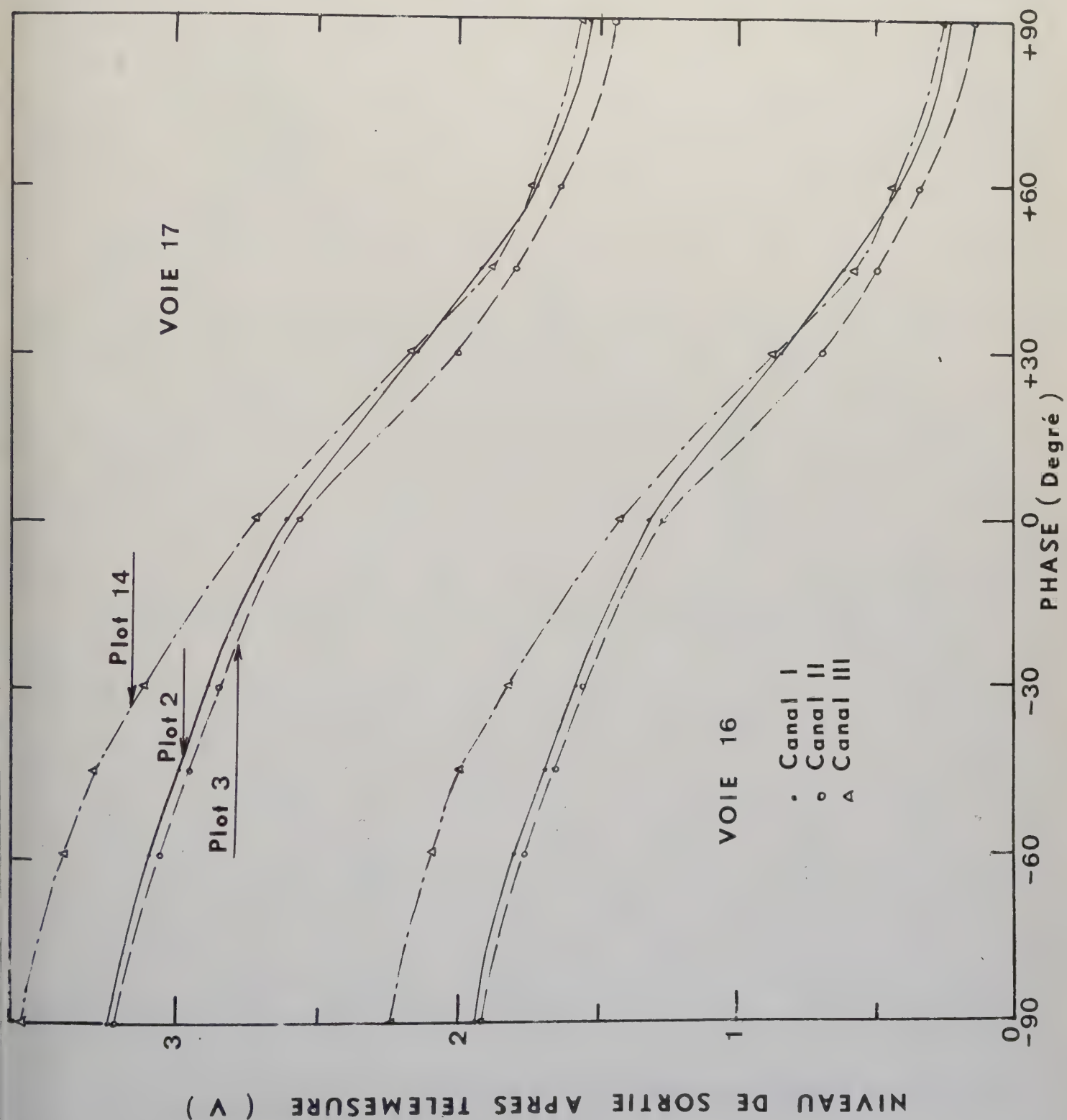


FIG: 56

Etalonnage des mesures de phase

VOL 3

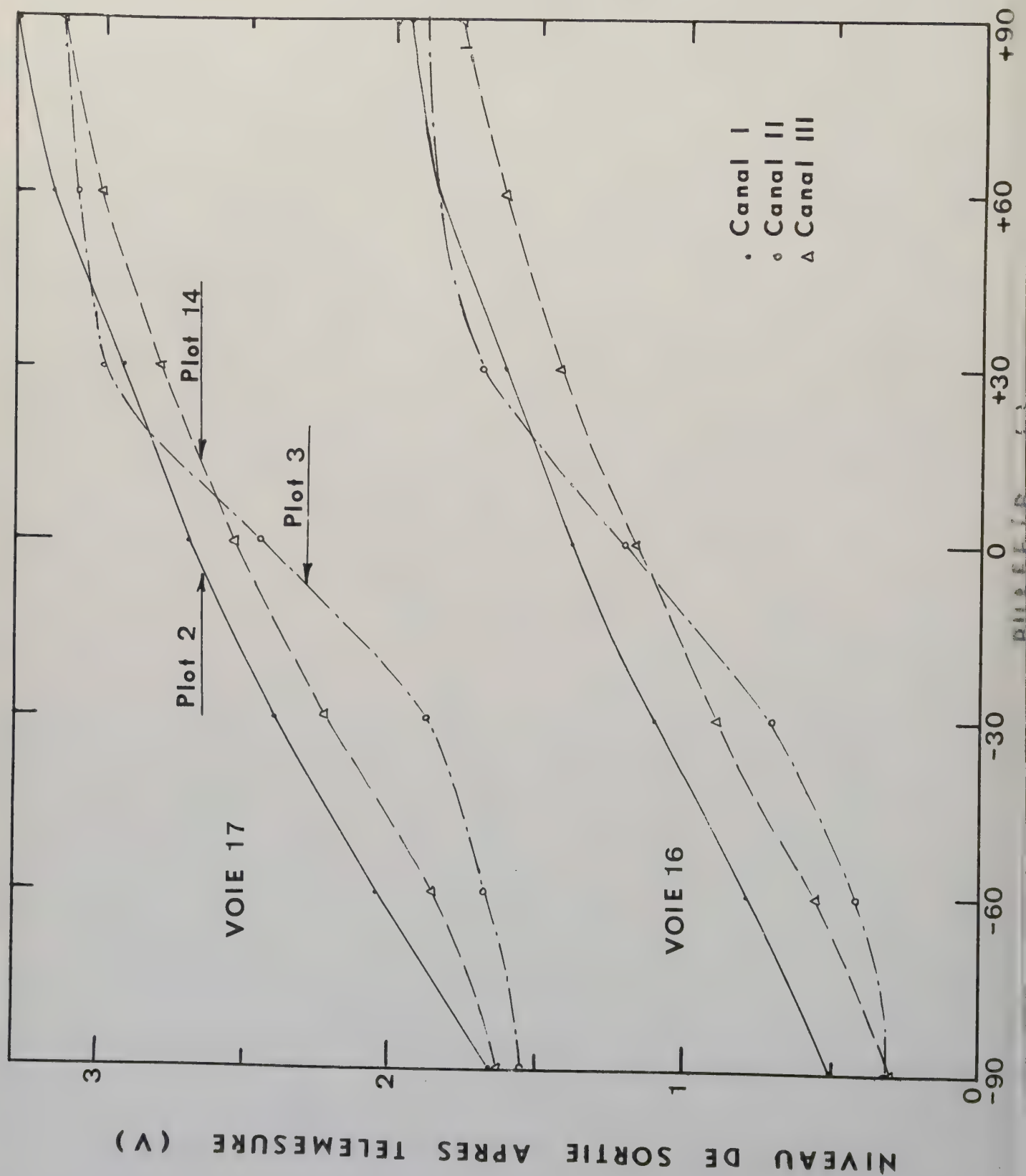


FIG. 57

La puissance spectrale moyenne du souffle est évaluée à $5 \cdot 10^{-3} \gamma_{\text{eff}} \text{ Hz}^{-1/2}$ autour de 2000 Hz.

On en déduit le niveau approximatif des phénomènes discrets forts compris dans la bande 1000 à 3500 Hz, analogues à ceux reproduits sur la planche 53 et égal à : $160 \text{ m}\gamma_{\text{eff}}$.

6.8. - Polarisation

6.8.1. Positionnement des antennes sur les trois engins ; sens de rotation de la phase

Le repérage du sens de branchement des antennes est primordial pour savoir dans quel sens tourne l'onde à chaque valeur de phase mesurée.

La figure 54 représente le sens de branchement des antennes sur les trois modèles de vol.

Les antennes des vols 1 et 3 sont montées de manière à respecter le critère du paragraphe 5.3.3. ; par contre, celles du vol 2 ont été montées en sens inverse par suite de difficultés rencontrées lors des essais d'intégration.

Ainsi, pour une phase ϕ positive, qui correspond à une onde de polarisation gauche, (c'est-à-dire dont le vecteur magnétique tourne dans le sens des protons autour du champ magnétique terrestre), le déphasage du signal Y sur le signal X est :

- positif sur les vols 1 et 3 (Y en avance sur X),
- négatif sur le vol 2.

Les résultats des essais d'intégration confirment cette modification de branchement, la pente des courbes d'étalonnage du vol 2 est de signe opposé par rapport à celle des vols 1 et 3 (voir planches 55, 56 et 57).

6.8.2. - Courbes d'étalonnage

Les courbes d'étalonnage des mesures de polarisation sont obtenues de manière analogue à celles des mesures de bruits intégrés.

On dispose de mesures rapprochées faites en laboratoires sur des signaux sinusoïdaux injectés dans l'appareil de mesure de phase.

On dispose par ailleurs des mesures effectuées au cours de l'intégration à Kerguelen, à partir de champs magnétiques tournants engendrés artificiellement dans les grandes bobines de calibration et transmises à travers toute la chaîne de télémesure.

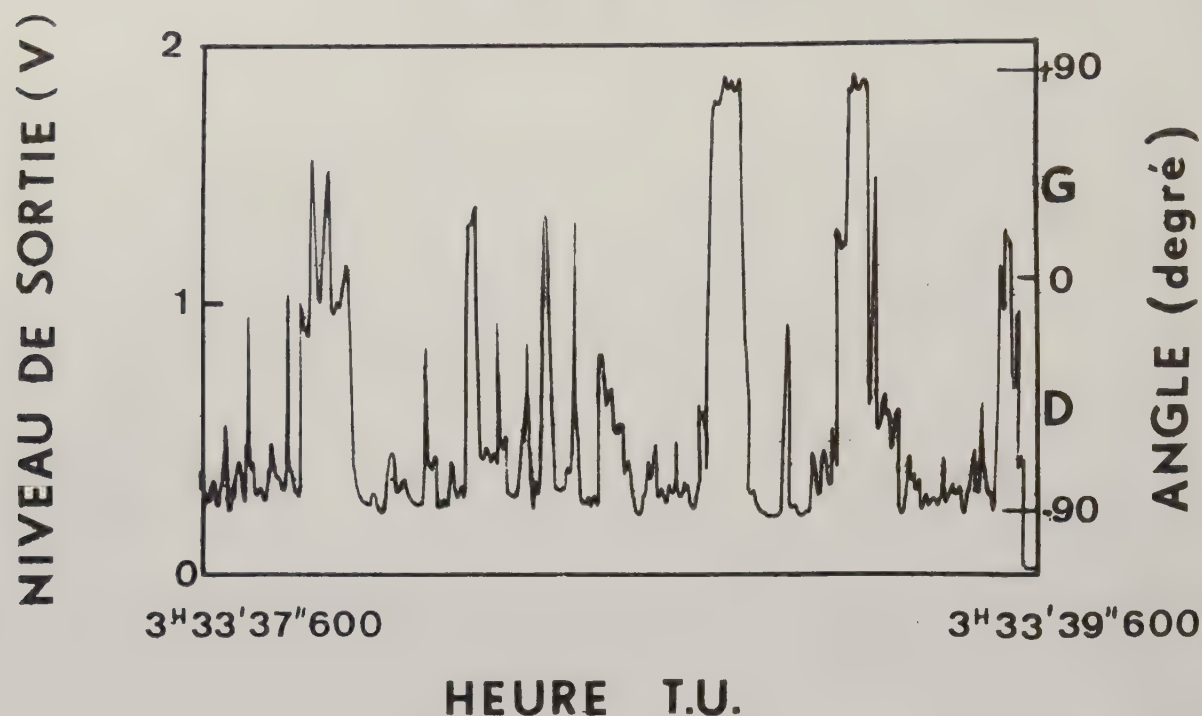
Les courbes donnant la tension de sortie du discriminateur du multiplex, en fonction de la phase pour les 3 vols sont reproduites sur les figures 55, 56 et 57 pour chacune des bandes de mesures.

Chaque figure comporte deux réseaux de courbes, dont l'un est applicable aux signaux émanant de la voie 16. Ce sont les courbes de la partie inférieure du graphique, comprises entre 0 et 2,2 V au maximum.

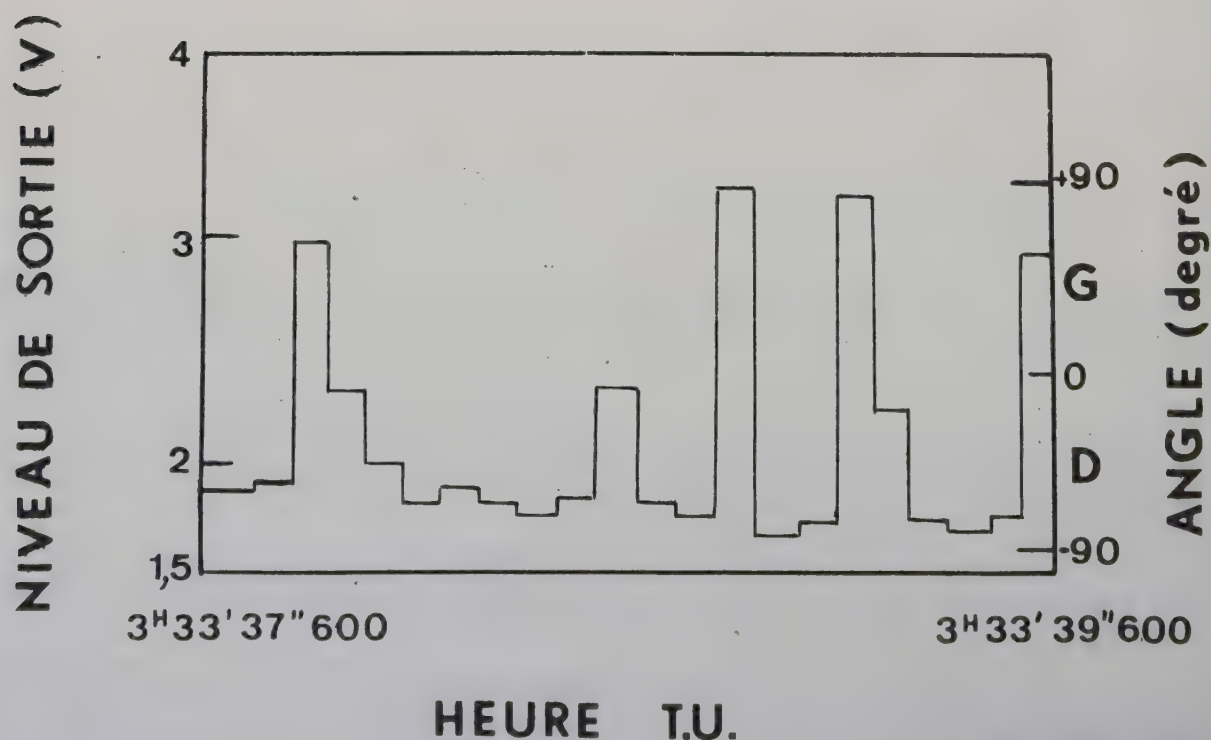
La sortie voie 16 étant celle correspondant à la commutation logique effectuée à bord, il y a lieu d'appliquer aux mesures de sortie de cette voie l'une ou l'autre des trois courbes. (Canal I, II et III) en fonction de l'état instantané

Mesure simultanée de la polarisation sur les voies 16 et 17 du vol 3 canal II

VOIE 16



VOIE 17 Plot 3



de la logique qui est fourni par l'information "numéro canal" du plot 12, voie 17 (paragraphes 2.1 et 2.6.3.2.).

Les courbes de la partie supérieure comprises entre 1,2 et 3,5 volts au maximum correspondent aux mesures de polarisation à faible résolution en temps de la voie 17.

Ces mesures sont effectuées de manière continue. Elles se situent respectivement sur les plots 2.3 et 14 du commutateur de la voie 17 pour les mesures effectuées dans les canaux I, II et III.

En général, les deux réseaux de courbes sont semblables; toutefois le manque de linéarité des éléments actifs et des portes analogiques qui s'interposent entre les signaux de la voie 17 et ceux apparaissant sur la voie 16, introduisent un défaut d'homothétie entre les courbes d'un même canal.

6.8.3. - Résultats

a) La figure 58 reproduit une séquence de mesure de polarisation de deux secondes, effectuée à bord simultanément sur les voies 16 et 17.

La mesure apparaissant sur la voie 16 est celle obtenue directement en sortie du module électronique PO décrit au paragraphe 2.4.2.2. et commuté par l'ensemble logique selon les critères définis au paragraphe 2.6.2.

La définition de mesure est relativement élevée ; toutefois, la faible constante de temps des circuits de mesure fait en sorte que les résultats de mesure sont perturbés par des impulsions parasites émanant des résidus de commutation de l'ensemble logique. Ceci advient, par exemple, lorsqu'il n'y a pas présence simultanée du signal TBF sur les antennes X et Y.

Les parasites reconnaissables par leur amplitude élevée et leur structure fine s'éliminent aisément de visu.

Il y a là, un compromis délicat à résoudre entre la rapidité de mesure recherchée et l'affranchissement des parasites.

La figure montre la même mesure qui apparaît simultanément sur la voie 17. Il s'agit d'une mesure par prélèvement tous les 1/10 sec. (commutateur électronique) ; la résolution en temps s'en trouve réduite dans un rapport 10 environ par rapport à la voie 16.

Il apparaît sur les trois vols que la polarisation est droite dans toute la gamme de mesure (composante magnétique du champ tournant dans le sens des électrons).

Elle est comprise entre une polarisation elliptique à 60° et une polarisation circulaire. L'écart de mesure entre ces deux valeurs est notamment dû au fait que l'on a pu simultanément mesurer la polarisation de plusieurs phénomènes discrets forts situés dans la même bande de fréquence, ce qui entache d'erreur la mesure effectuée. On n'attribuera pas obligatoirement cet écart à un changement réel de la phase.

b) La figure 59 montre la variation moyenne de la phase, observée sur les trois canaux de mesure du vol 3 et sur le canal III (1500 Hz) du vol 2*.

*La logique du vol 2 avait été volontairement verrouillée sur ce canal à cause de difficultés rencontrées lors des essais d'intégration à Kerguelen. D'autre part, les résultats du vol 1 ne permettent pas d'observer la variation moyenne de la phase sur la voie 16, cette voie n'a plus donné d'information peu de temps après le largage coiffe et n'a repris son fonctionnement normal qu'en fin de vol.

Variation moyenne de la polarisation d'onde au cours du vol 3

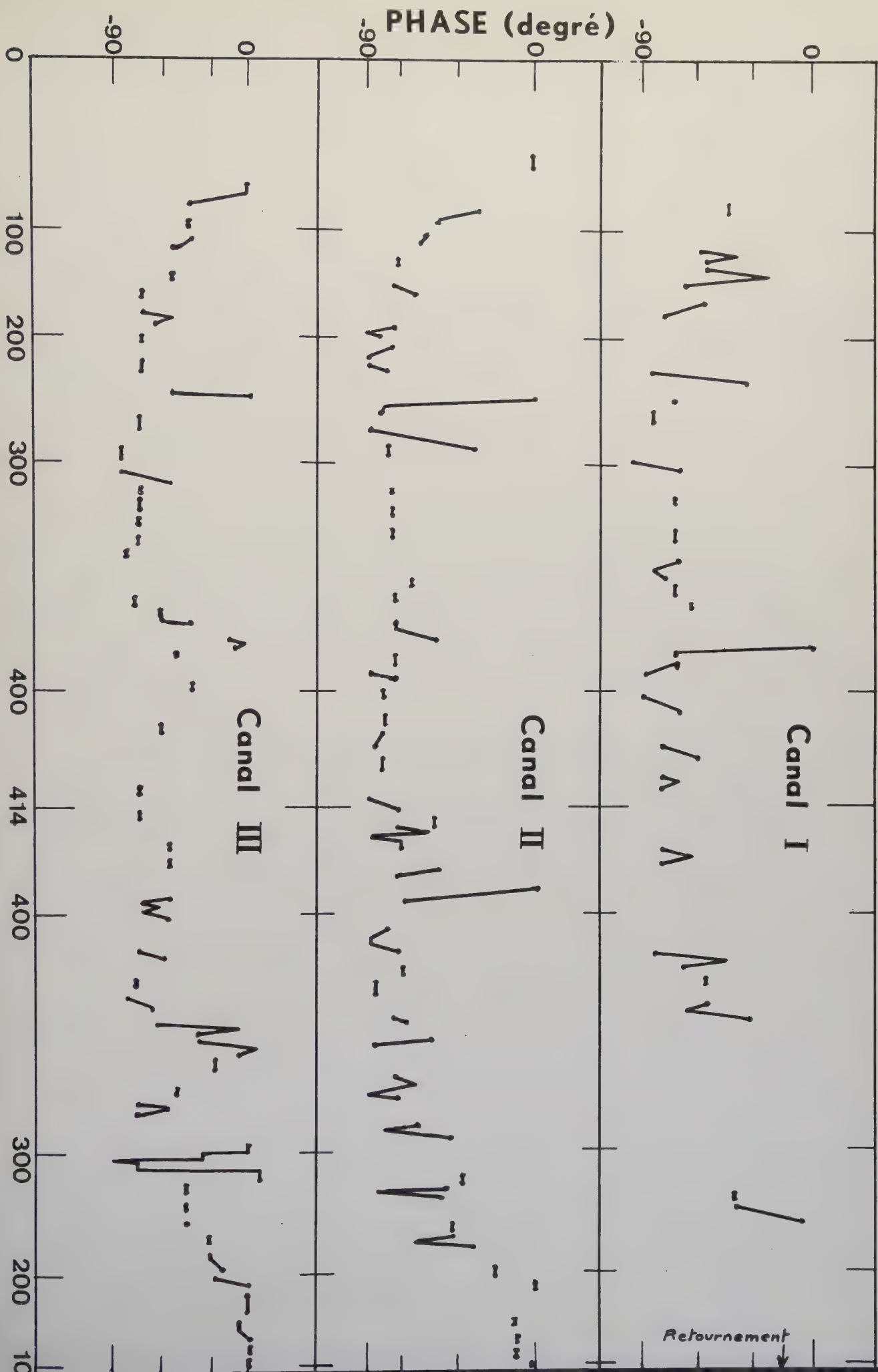


FIG: 59

CONCLUSION

Nous pensons avoir montré dans les différents paragraphes de la dernière partie que tous les objectifs scientifiques décrits au début de notre exposé ont pu être remplis et que nous avons fourni aux scientifiques des données assorties d'une bonne précision et qu'ils vont maintenant avoir à utiliser pour interpréter les phénomènes observés.

Certaines conclusions générales se dégagent de l'expérience que nous avons eue au cours de ces trois années de travail.

Notre exposé permet de se rendre compte des différentes étapes rencontrées au cours de la réalisation d'une expérience fusée. Bien que celle-ci ait présenté des difficultés (interférences, bande passante limitée de la télémessure), notre travail a été rendu possible parce que les objectifs scientifiques et les impératifs techniques qui leur étaient associés étaient bien définis au départ. L'existence d'une équipe soudée de scientifiques et de techniciens a par ailleurs permis, à chaque étape du travail, de définir au mieux, les légers compromis qui ont été rendus nécessaires pour faire aboutir le projet. Une bonne collaboration avec les différentes industries chargées de la réalisation définitive a également été un atout majeur dans la réussite de l'expérience.

L'expérience montre qu'il est possible d'intégrer dans un volume limité, et sans dispositif mécanique d'extraction, une antenne TBF de grande sensibilité. Les difficultés rencontrées nous ont cependant appris qu'il faut porter - dès le stade de la conception de l'ensemble - la plus grande attention aux problèmes d'interférence, de proximités, de câblage, de découplage entre les alimentations, des fréquences de travail des équipements de servitude. Un grand nombre de ces problèmes avaient été envisagés dès le départ (L'expérimentateur avait demandé de faire fonctionner les convertisseurs THT et les magnétomètres à saturation à des fréquences bien plus élevées que les fréquences usuelles ; des essais de cohabitation sur bâti en bois ont été faits dès le début). D'autres ont été rencontrées en cours de route et ont obligé à des modifications défavorables pour les autres expériences. Les commutateurs de télémessure à 30 plots, dont le fonctionnement était prévu à 10 tours par seconde, ont vu leur vitesse réduite à 2,5 t/s parce que les impulsions à 30 x 10 Hz qui remontaient le long des fils à chaque commutation engendraient des parasites, d'où perte de résolution en temps. La remise à zéro des compteurs de particules longitudinaux, situés à proximité de l'antenne, a dû être supprimée, d'où complication du dépouillement. On ne fait jamais assez de mesures préliminaires avant de figer un projet.

La complication de l'électronique associée au détecteur TBF était imposée par le manque de bande passante de la télémessure. Nous pensons surtout pour des expériences sur fusées pour lesquelles la puissance n'est pas limitée - que cette complication est inutile et multiplie les risques de défaillance. Il aurait été préférable de mettre à la disposition du scientifique la télémessure dont il avait besoin. Néanmoins, cette complication nous a permis de mettre au point des dispositifs de traitement à bord qui ont prouvé leur fiabilité et pourraient se révéler un jour nécessaire pour des expériences sur satellite.



REFERENCES

- /1/ C. BEGHIN, Observations à bord d'une fusée de bruits TBF naturels au cours d'une aurore, Ann. Géophys., 23 (2), 275-283, 1967.
- /2/ P.J. BENETEAU and J.A. MacINTOSH, Low frequency compensation of transistors amplifiers, Application Report of SGS Fairchild AR 38, 1961.
- /3/ C. BERTHOMMIER, H. CORY, R. GENDRIN, B. SUKERA et J. VIGNERON, A VLF and particle rocket experiment at Kerguelen Islands, Part II, VLF measurements, communication présentée au COSPAR, Prague 1969.
- /4/ R.M. BOZORTH, Ferromagnetism, Van OSTRAND Cy, Princeton, 1964.
- /5/ J.E. BROWDER and V.J. YOUNG, Design values for loop antenna input circuits, Proceedings of IRE, Waves and electron section, 519 - 525, 1947.
- /6/ R. GENDRIN et B. de la PORTE des VAUX, Interaction entre ondes et particules dans la magnétosphère, projet de mesure à bord d'une fusée, 1, Détection de particules, Note technique n° 51 du Groupe de Recherches Ionosphériques, St-Maur, Novembre 1965.
- /7/ R. GENDRIN, A. MEYER, M. PAUTHENIER et B. de la PORTE des VAUX, Interaction entre ondes et particules dans la magnétosphère, Projet de mesure à bord d'une fusée, Description scientifique et technique de l'expérience, Note Technique du Groupe de Recherches Ionosphériques, NTP/11, Avril 1966.
- /8/ D.A. GURNETT, et B.J. O'BRIEN, High latitude geophysical studies with satellite INJUN 3 - 6, Very low frequency electromagnetic radiation, J. Géophys. Res., 69 (1), 65 - 89, 1964.
- /9/ J.F. KARCZEWSKI et J. VIGNERON, Estimation des densités de puissance spectrale dans la gamme de fréquence 10^{-2} à 10^6 Hz des phénomènes naturels détectés au sol, en fusée et satellites (d'après les résultats publiés) Note du Groupe de Recherches Ionosphériques, Septembre 1967.
- /10/ P.O. LOURITZEN and O. LEISTIKO Jr, Field effect transistors as low noise amplifiers, International solid state circuits, Digest of technical papers 62 - 63, Philadelphia, February 1962.
- /11/ J. MARKUS and V. ZELUFF, Simplified inductance chart for multilayer coils, in "Electronics for engineers", McGRAW HILL BOOK Cy, London, 1945, 256-258.
- /12/ R.F. SHEA, Technique des circuits à transistors, DUNOD, Paris, 1960.
- /13/ H.L. STILTZ, Aerospace telemetry, Vol. II, Prentice Hall, Englewood Cliffs N.J. 1966.
- /14/ E. VILAR MESTRE, Etude et réalisation d'un récepteur TBF destiné à une expérience sur fusée, Thèse de doctorat de 3^è cycle, Paris, Décembre 1966.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier Monsieur HIEBLOT, Directeur du Groupe de Recherches Ionosphériques pour l'appui qu'il a constamment prodigué à cette expérience aux cours des travaux entrepris au sein de son Laboratoire ainsi que Monsieur DELLOUE, Directeur de l'Institut de Physique du Globe pour avoir accepté de vérifier et diriger mon travail de Thèse.

Je dois à Monsieur GENDRIN, responsable scientifique de notre expérience une reconnaissance toute particulière pour m'avoir accordé sa confiance pour la réalisation de son projet et en me laissant une entière liberté d'action lors de l'accomplissement de mon travail. Je ne peux également omettre de rendre hommage à ses connaissances étendues qui ont été pour moi d'une aide constante tant dans le domaine théorique que pratique.

Je suis très reconnaissant envers le nombreux personnel mis à notre disposition par le Centre National d'Etudes Spatiales et l'administration des Terres Australes et Antarctiques Françaises dont la compétence permet de mettre en oeuvre et de faire aboutir notre expérience dans les meilleures conditions.

J'exprime toute ma gratitude au personnel de la Société MATRA pour l'excellent esprit de collaboration dont il a fait preuve et qui fut l'un des atouts majeurs de la réussite de l'expérience.

Je remercie également le personnel de la Compagnie des Signaux et Entreprises Electriques pour leur tenacité et volonté d'aboutir en dépit des multiples difficultés qu'il a rencontrées lors de la réalisation pratique des modules électroniques.

Enfin, j'exprime une profonde reconnaissance à tous mes collègues, chercheurs et techniciens, qui ont intimement participé de loin ou de près mais toujours avec un admirable esprit d'équipe, avec gentillesse et désintéressement, à la réalisation du présent travail qui est un peu leur travail.

UNIVERSITÉ DE PARIS

FACULTÉ DES SCIENCES
DE PARIS

9, QUAI SAINT BERNARD - PARIS V^e

SERVICE DE LA SCOLARITÉ

Bureau des Enseignements du 3^e Cycle

TÉLÉPHONE : 338-25-25 - P

PERMIS D'IMPRIMER

DOCTORAT :	D. UNIVERSITE
THESE DE :	

Nom : MEYER
Prénoms : ALain
Né (e) le 20 Mars 19 40 à MEULAN Dép^t Seine-et-Oise

SUJETS

1^{ère} THESE : " Etude, réalisation et exploitation d'équipements scientifiques destinés à la réception des émissions électromagnétiques naturelles de très basse fréquence et embarqués à bord de trois fusées Dragon tirées à KERGUELEN en Mars et Avril 1968."
2^e THESE (Propositions faites par la Faculté) : " Techniques récentes de la mesure des champs magnétiques faibles ."

Vu et permis d'imprimer
Paris, le
Le Recteur de l'Académie
de Paris



Vu et approuvé
Paris, le 9 Juillet 1969
Le Doyen de la Faculté
des Sciences de Paris

Pour le Doyen,
L'Assesseur,

Al. Punt

